NOWY ELEKTRONIK

miesięcznik elektroników 2/93
cena 10.000 zł
nr ind. 367141



Układy nie tylko dla hobbystów

Wytwarzanie i rejestracja dźwięku na IBM-ie

Źródło prądowe sterowane napięciem

Opisane poniżej źródło prądowe jest wykonane przy wykorzystaniu poczwórnego wzmacniacza operacyjnego typu TL084. Zadaniem układu jest przetwarzanie wartości napięcia wejściowego o zakresie 0...5 [V] na prąd o wartości 0...20 [mA].

Układy tego typu są stosowane np. do przesyłania na duże odległości wyników pomiarów. Wyższość metody prądowej nad napięciową wynika stąd, że nie występuje w niej tak silne uzależnienie dokładności pomiarów od rezystancji doprowadzeń. Z " punktu widzenia źródła prądowego " rezystancja obciążenia jest częścią rezystancji pętli prądowej i nie może wpływać na pomiar.

Wzmacniacz operacyjny US1a jest stopniem wejściowym.

Układ US1b wraz z dodatkowymi elementami pozwala na dokonywanie regulacji wartości wzmocnienia sygnału wejściowego. Do przesuwania punktu pracy służy potencjomert P2. Zapewnienie możliwości takiej kontroli może być istotne np. w sytuacji gdy zajdzie potrzeba uzyskania prądu wyjściowego o wartości 4 [mA] przy napięciu wejściowym równym 0.0 [V]. Dzięki temu stopniowi mamy wówczas możliwość uzyskania prądu o wartościach z zakresu 4...20 [mA].

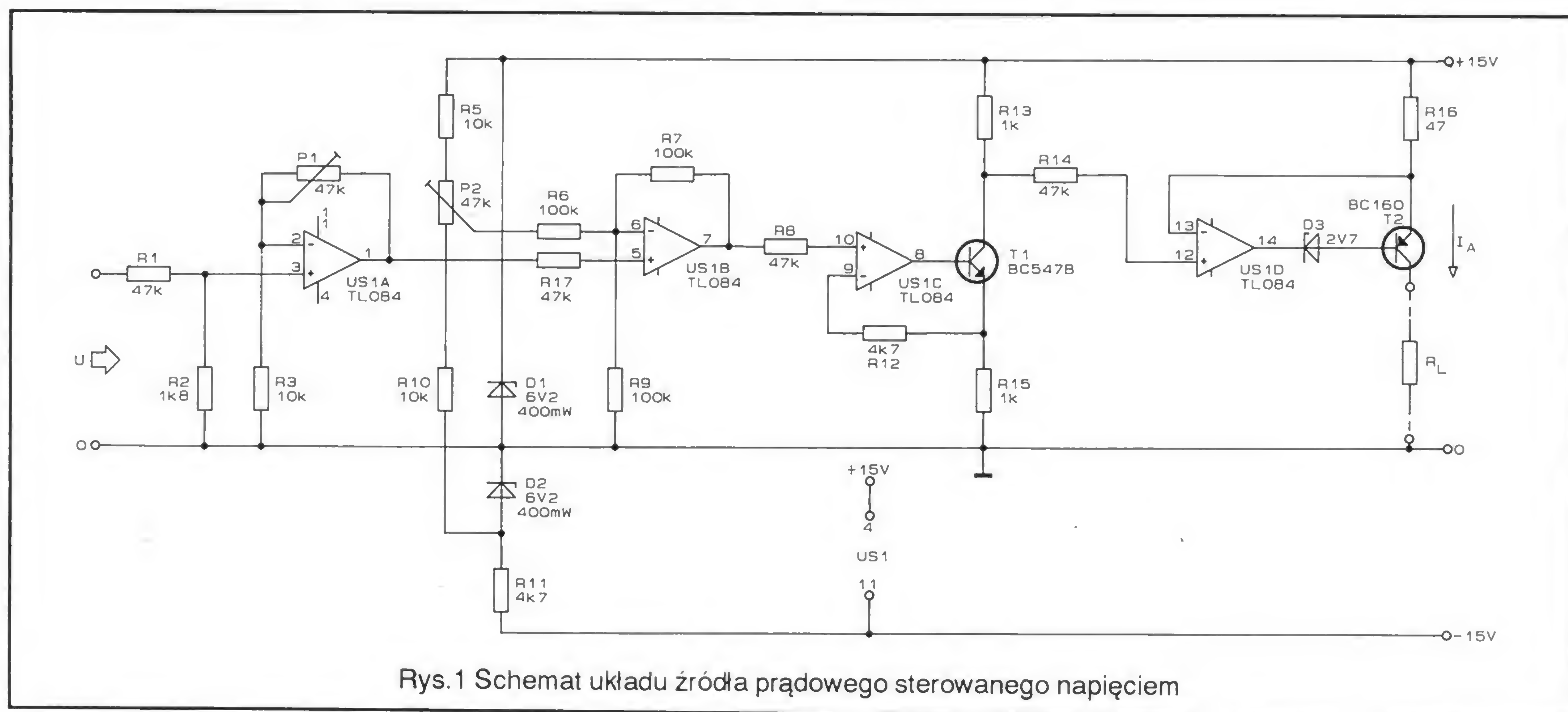
Elementy: US1c i T1 dokonują zamiany sygnału wychodzącego z US1b na przebieg o amplitudzie 15 [V].

US1d i T2 pracują jako przetwornik napięciowo prądowy. Prąd wyjściowy płynie do ziemi przez rezystancję obciążenia R_L.

Zmieniając wartość R2 i P1 mamy możliwość dostosować wartość wzmocnienia sygnału wejściowego do naszych potrzeb.

Układ może być także wykorzystany w charakterze przetwornika temperatura - prąd. Konieczna jest w tym celu rozbudowa układu o dzielnik napięcia zawierający element o ujemnym temperaturowym współczynniku rezystancji.

Jeśli wymagana jest szczególna dokładność niezbędne jest wprowadzenie kompensacji wpływu temperatury na wartość sygnału wyjściowego przy pomocy dwóch diod Zenera.



Rys.1 Schemat układu źródła prądowego sterowanego napięciem

Opracowano na podstawie " Elektor Electronics " July/August 1991.

mgr inż. Witold Wrotek.

Wykorzystanie uproszczonej modulacji delta do rejestracji i wytwarzania dźwięku na komputerze IBM PC cz. 1

1. Wstęp

W artykule *) przedstawiono prosty sprzętowo i programowo sposób pozwalający na rejestrowanie i odtwarzanie dźwięku (mowy lub muzyki) na komputerze IBM PC. Aplikacja ta opiera się na metodzie uproszczonej modulacji delta kodowania dwustanowego. Z powodu prostoty przedstawionego rozwiązania nie może ono mieć żadnych profesjonalnych zastosowań, jest jednak wystarczające jakościowo dla zastosowań amatorskich. Wiele programów komputerowych korzysta z tej lub podobnych metod, najpopularniejsze z nich to SPEAK_NOW, MIMIC, TRANS itd.

2. Jak rejestrować i odtwarzć dźwięk na komputerze IBM PC

Niestety, w swej podstawowej konfiguracji komputer typu IBM PC nie został

W NUMERZE

ELEKTRONIK NOWY

Miesięcznik 2/1993 (41)
Rok czwarty
Luty 1993
Nakład 40.000egz.
Oddano do druku 30.12.1992
Cena 1 egz. 10.000 zł
Nr ind. 367141

Wydawca
P.W. "ARTCOM"

Adres redakcji:
82-300 Elbląg
ul. Browarna 85
skr. poczt. 100
tel./fax 418-84 wew. 32
tlx 57302

Redagują:
Mickiewicz Dariusz, Mikowicz Janusz, Oleszczuk Wiesława, Świątkowski Ryszard - red. naczelny

Stali współpracownicy:
Bieńkowski Dariusz, Choma Jarosław, Dąbrowski Witold, Krzysztofek Robert, Kusiak Andrzej, Pędzik Zbigniew, Szczęśniewicz Sławomir, Rode Aleksander, Wrotek Witold

Opracowanie graficzne i DTP
P.W. "ARTCOM"

Druk:
Grudziądzkie Zakłady Graficzne
ul. Droga Mazowiecka 23, Grudziądz

Redakcja zastrzega sobie prawo dokonywania skrótów oraz adiustacji nadesłanych materiałów.

wyposażony w układy pozwalające na rejestrację i odtwarzanie dźwięku. Jedynie wbudowany mały głośnik pozwala na usłyszenie namiastki dźwięku w postaci standardowego sygału "beep", i to często słabej jakości, ponieważ zamiast głośnika dynamicznego o jeszcze względnych parametrach akustycznych (pasmo przenoszenia od około 400 Hz do 4000Hz) można spotkać głośnik piezoelektryczny przystosowany tylko do odtwarzania wąskiego pasma akustycznego (1000-3000Hz). Typowo sterowany głośnik wytwarza sygnał o stałej częstotliwości (wypełnienie fali prostokątnej wynosi 50%) i stałej amplitudzie - głośności. Komputer jest urządzeniem cyfrowym, działającym na zasadzie logiki dwustanowej (dwu stanów napięcia: niskiego - około 0V i wysokiego - około 5V), a więc z natury nie jest przystosowany do rejestrowania i odtwarzania sygnałów analogowych. Do cyfrowej rejestracji dźwięku wykorzystuje się przetworniki analogowo-cyfrowe (AC) zaś do odtwarzania dźwięku przetworniki cyfrowo-analogowe (CA). Zasady przetwarzania AC i CA są bardzo różne, ogólnie można powiedzieć, że przy przetwarzaniu AC należy zamienić ciągły sygnał analogowy na pewien skończony zbiór wartości cyfrowych (kod), w wypadku przetwarzania CA odwrotnie - kod na odpowiadający mu ciągły sygnał analogowy. Charakter zbioru danych uzyskanego po operacji zamiany sygnału cyfrowego na analogowy zależy od liczby bitów na jaką przetwarza (kwantuje) przetwornik AC sygnał analogowy oraz od szybkości przetwarzania wielkości analogowej na odpowiednie najczęściej binarne słowo cyfrowe (próbkowanie). Najłatwiej dostępne są pomiarowe przetworniki AC 4, 6, 8, 10, 12, 16 i 22 bitowe, które przetwarzają napięcia analogowe z zakresu: -10..-5..-2.5..-1..0..1..2.5..5..10 V bipolarnie lub unipolarnie. W pewnych specyficznych zastosowaniach np. w akustyce (gramofony laserowe - CD) stosuje się przetworniki jedno bitowe oraz minimum 16 bitowe. Działanie tych jedno bitowych przetworników oparte jest na metodzie adaptacyjnej modulacji delta (CVSD - Continuously Variable Slope Delta Modulation), której to odmiany używa się do wytworzenia dźwięku za pomocą głośnika w komputerze IBM PC. Dla prostszych zastosowań można wykorzystywać inne metody np.: modulację delta (DM - Delta Modulation) bądź uproszczoną modulację delta - kodowanie dwustanowe. Poważnym mankamentem wykorzystania metod AC i CA jest ich cena, można bowiem dość łatwo kupić przetworniki AC i DC w formie kart dodatkowych rozszerzeń do komputera IBM PC, ale cena ich waha się przeciętnie od $250 do $4000, są więc za drogie dla przeciętnego użytkownika, a poza tym same karty przetworników to za mało - potrzebne są peryferia akustyczne: specjalizowane przedwzmacniacze i wzmacniacze mocy. Pewnym uproszczeniem problemu potanienia operacji rejestracji i odtwarzania dźwięku są karty specjalizowane na przetwarzanie dźwięku zawierające wejścia analogowe z przedwzmacniaczami, wyjścia analogowe ze wzmacniaczami mocy (stereo) oraz umożliwiające współpracę z MIDI - interfejsem dla instrumentów muzycznych. Najbardziej znane to AdLIB, Sound Blaster, Covox Speech Thing i Disney Sound Source - niestety ich cena waha się od $120 do $250 *). Jak więc tanio zarejestrować i odtworzyć dźwięk na komputerze IBM PC?. Trzeba wykorzystać maksymalnie istniejące możliwości komputera dokładając ewentualnie minimalne rozszerzenia sprzętowe, no i oczywiście wszystko wspomóc specyficznym oprogramowaniem.

3. Metody rejestracji i odtwarzania dźwięku pokrewne modulacji delta

Modulacja delta

To metoda tania sprzętowo, lecz aby jakość dźwięku była zadowalająca należało by próbkować sygnał analogowy z częstotliwością kilku MHz i jeszcze bardzo szybko przesyłać odczytane wartości. Podstawową jednostką informacji w tej metodzie (jak i innych jej pokrewnych) jest 1 bit (nie bajty czy słowa jak w przetwarzaniu AC i DC), jego wartość "1" lub "0" zależy od aktualnego poziomu sygnału analogowego. W takt próbkowania 12KHz do 64KHz odczytuje się więc tylko dwa poziomy - gdy poziom dźwięku jest większy od poprzednio zapamiętanej wartości ustawiana jest "1" w przeciwnym razie zapamiętuje się "0". Całkowanie przy odtwarzaniu opiera się na wpływie pojemności równoległych do głośnika oraz na całkującej charakterystyce naszego systemu słuchowego.

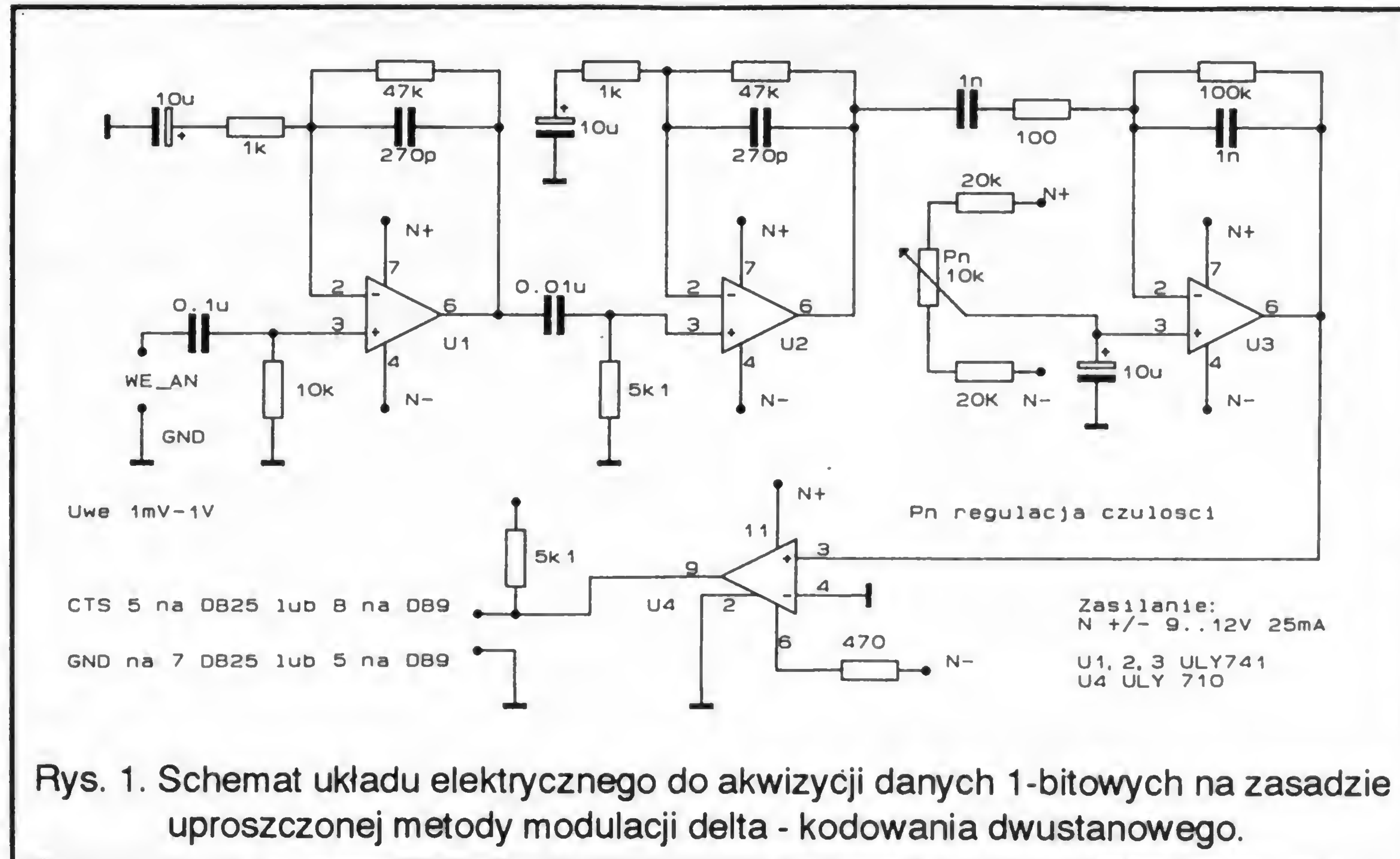
Adaptacyjna modulacja delta

Adaptacyjna modulacja delta polega na przetwarzaniu wprost sygnału analogowego na cyfrowy i odwrotnie na analogowy podobnie jak w modulacji delta, przy czym dodatkowo dokonuje się kontroli wartości przyrostu sygnału.

Uproszczona modulacja dźwięku - kodowanie dwustanowe Do celów amatorskiej rejestracji i odtwarzania dźwięku wystarczy korzystać z uproszczonej modulacji delta - kodowania dwustanowego. Sygnał modulujący jest po prostej filtracji porównywany z zadanym poziomem napięcia na komparatorze, w wyniku czego dostajemy na wyjściu sygnał dwustanowy (zero-jedynkowy, patrz rys. 1. lub 2.). Ten

sygnał jest synchronicznie (lub prawie synchronicznie) rejestrowany do ciągu bitów przy częstotliwości próbkowania najczęściej z zakresu 15-20KHz. Tak zarejestrowany ciąg bitów można następnie odtwarzać podając go wraz z sygnałem taktującym na głośnik. Całkowanie na pojemności głośnika daje "wrażenie", że odtwarzamy zarejestrowany sygnał analogowy.

Zaletą przedstawionych metod opartych na modulacji delta jest uzyskanie wystarczającej zrozumiałości dźwięku przy próbkowaniu około 8KHz co wymaga zapamiętania tylko 1KB danych (z przebiegu sygnału dźwięku) na 1 sekundę nagrania. Jakość rejestrowania i odtwarzania dźwięku zależy jednak od wielu czynników związanych z budową płyty głównej komputera, sposobem prowadzenia mas (wspólnych potencjałów), jakości układów scalonych użytych w peryferiach (buforów interfejsu RS 232).

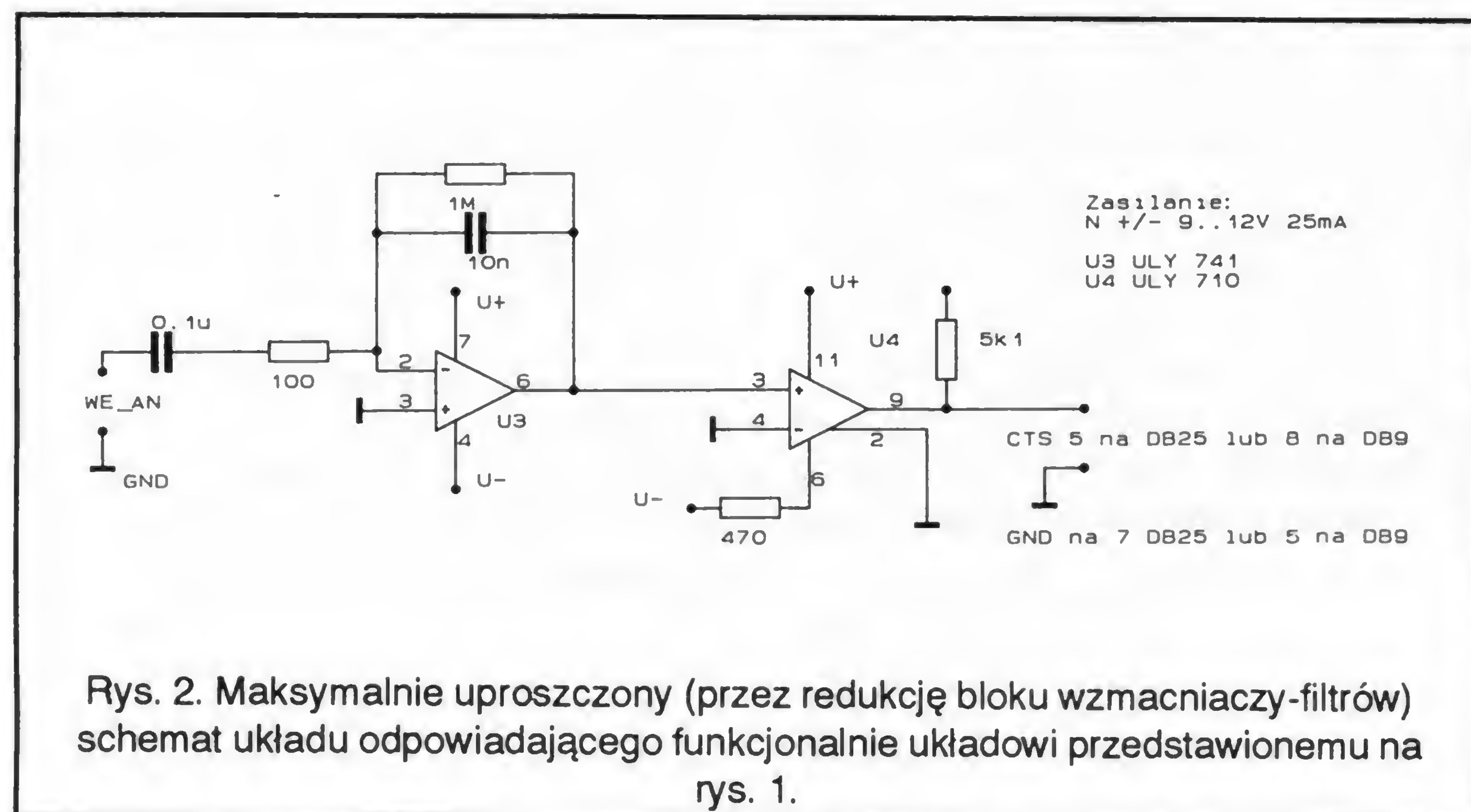


Rys. 1. Schemat układu elektrycznego do akwizycji danych 1-bitowych na zasadzie uproszczonej metody modulacji delta - kodowania dwustanowego.

4. Aplikacja sprzętowa uproszczonej modulacji delta

Na rys 1. i 2. przedstawiono schematy prostych przetworników pracujących na zasadzie uproszczonej modulacji delta - kodowania dwustanowego. Układ (rys 1.) składa się z bloku wzmacniaczy-filtrów opartego na typowych wzmacniaczach operacyjnych (U1, U2, U3 ULY 7741). Zadaniem dwu pierwszych jest uzyskanie dużego wzmocnienia (około 2000) analogowego sygnału wejściowego WE_AN oraz wstępne ograniczenie pasma akustycznego do około 3KHz. Na trzecim układzie (U3) dokonuje się dodatkowego wzmocnienia (około 1000 - właściwie układ pracuje jako komparator) i dalszego ograniczenia pasma do około 1.5KHz. Potencjometr Pn służy do regulacji poziomu zadziałania komparacji co odpowiada czułości układu. Ostatni układ U4 to "czysty" komparator normalizujący sygnał wyjściowy dla logiki TTL. Zastosowanie komparatora ULY 7710 powoduje, że pobór prądu przez układ jest stosunkowo duży, należy także pamiętać, że ze względu na utrzymanie poprawnej pracy układu przy bardzo dużym wzmocnieniu całego toru analogowego należy zastosować zasilanie bardzo dobrze wygładzonym napięciem, szczególnie jeżeli korzystać będziemy z zasilania sieciowego. Oczywiście można zastąpić wskazane układy scalone ich odpowiednikami - docelowo można się oprzeć na układach w technologii CMOS zasilanymi w sposób podobny jak nowsze modele mysz komputerowych (za pomocą specjalizowanej przetwornicy napięcia pobieranego wprost z portu interfejsu RS 232). Wyjście układu łączymy z linią CTS (Clear To Send) styki numer 5 (CTS) i masy (GND) numer 7 na gnieździe typu DB25 lub styki numer 8 (CTS) i 5 (GND) na gnieździe typu DB9. Wartość bitu określającego aktualny stan linii CTS pobieramy z czwartego bitu portu MSR (Modem Status).

Register, bit zerowy sygnalizuje zmianę stanu lini CTS) interfejsu RS 232. Port ten znajduje się pod adresem o wartości 3FEh dla kanału LPT1 lub 2FEh dla kanału LPT2.



Rys. 2. Maksymalnie uproszczony (przez redukcję bloku wzmacniaczy-filtrów) schemat układu odpowiadającego funkcjonalnie układowi przedstawionemu na rys. 1.

Opis układu:

WE_AN : wejście sygnału analogowego np.: z mikrofonu dynamicznego lub pojemnościowego, magnetofonu itp. U1, U2, U3 : blok wzmacniaczy-filtrów U4 : komparator Pn : potencjometr regulacji czułości przetwornika wyjście układu za pomocą wtyku DB 25 (lub DB9) podłączamy do gniazda interfejsu RS 232.

W celu sprawdzenia poprawności wykonania układu elektrycznego przetwornika wejściowego uproszczonej modulacji delta należy skontrolować w czasie rejestrowania przez mikrofon tego urządzenia jakiegoś dźwięku stan linii CTS portu MSR interfejsu RS 232. Tą linią transmitujemy sygnał zero-jedynkowy (modulacja z odczytem quasi-synchronicznym). Sprawdzeniu przetwornika służy program (w języku Turbo Pascal) przedstawiony na wydruku 1.. Poprawnie działający przetwornik będzie zmieniał przy sygnale akustycznym wartość bitu 4 portu CTS (pozycja X, bit 0; pozycja x zmienia się przy zmianie bitu 4 - patrz wydruk 1.), można także dokładnie za pomocą tego programu wyregulować czułość przetwornika (potencjometr Pn, rys. 1.).

```
uses crt;
const bit:array[1..8] of byte=(128,64,32,16,8,4,2,1);
var b,p:byte;
begin
clrscr;
window(1,1,80,25);
gotoxy(1,25);
write('7 6 5 4 3 2 1 0 : bity portu MSR interfejsu COM1');
gotoxy(1,1);
```

```
write('   X     x : stan i zmiana stanu linii
CTS');
window(1,2,80,24);
repeat
p:=port[$3fe]; { lub $2fe dla LPT2 }
for b:=1 to 8 do { pisz stan kolejnych bitów
}
begin
if p and bit[b]0 then write('1 ') else write('0
');
end;
writeln;
until keypressed;
readln;
window(1,1,80,25);
end.
```

Wydruk 1. Program do wizualizacji stanów logicznych na porcie MSR interfejsu RS 232.

5. Programowanie układu 8253

W komputerze IBM PC wykorzystuje się układ Intel 8253 - programowany zegar/licznik między innymi do sterowania głośnikiem oraz taktem odświeżania pamięci RAM przez układ DMA. Odpowiednio zaprogramowany układ może spełniać następujące zadania:

- zegara generującego odpowiedni sygnał po ustawionym programowo opóźnieniu
- dzielnika częstotliwości
- generatora fali prostokątnej
- licznika zdarzeń zewnętrznych
- programowalnego uniwibratora
- generatora sygnałów strobujących wyzwalanego programowo lub sprzętowo Zaletę podstawową układu 8253 jest wykonywanie samodzielne prostych, lecz czasochłonnych operacji bez obciążania w tym czasie procesora. Układ zawiera w sobie trzy zegary o numerach 0, 1 i 2, trzeci zegar (timer 2) jest wykorzystywany do sterowania głośnikiem. Algorytm programowania nowej częstotliwości pracy układu 8253 wygląda następująco:
- ustaw tryb jego działania przez wysłanie na port 43h bajtu o odpowiedniej wartości (podajemy wartość 34h);
- ustaw wartość programującą dla zegara przez wysłanie na port 42h słowa o odpowiedniej wartości, wpierw mniej znaczącej a następnie bardziej znaczącej części słowa (podajemy wartość podzielnika częstotliwości 1193190 np. podanie wartości 48h daje częstotliwość około 16.5KHz);
- włączaj lub wyłączaj głośnik sterowany generowaną częstotliwością przez ustawienie odpowiednich bitów na porcie o numerze 61h włączenie głośnika: ustaw bity 0 i 1 na "1" (port[61h] or 03h) wyłączenie głośnika: ustaw bity 0 i 1 na "0" (port[61h] and FCh);

UWAGA - nie wolno zmieniać jakiegokolwiek innego bitu na porcie 61h, ponieważ można dokonać totalnego zawieszenia systemu operacyjnego!.

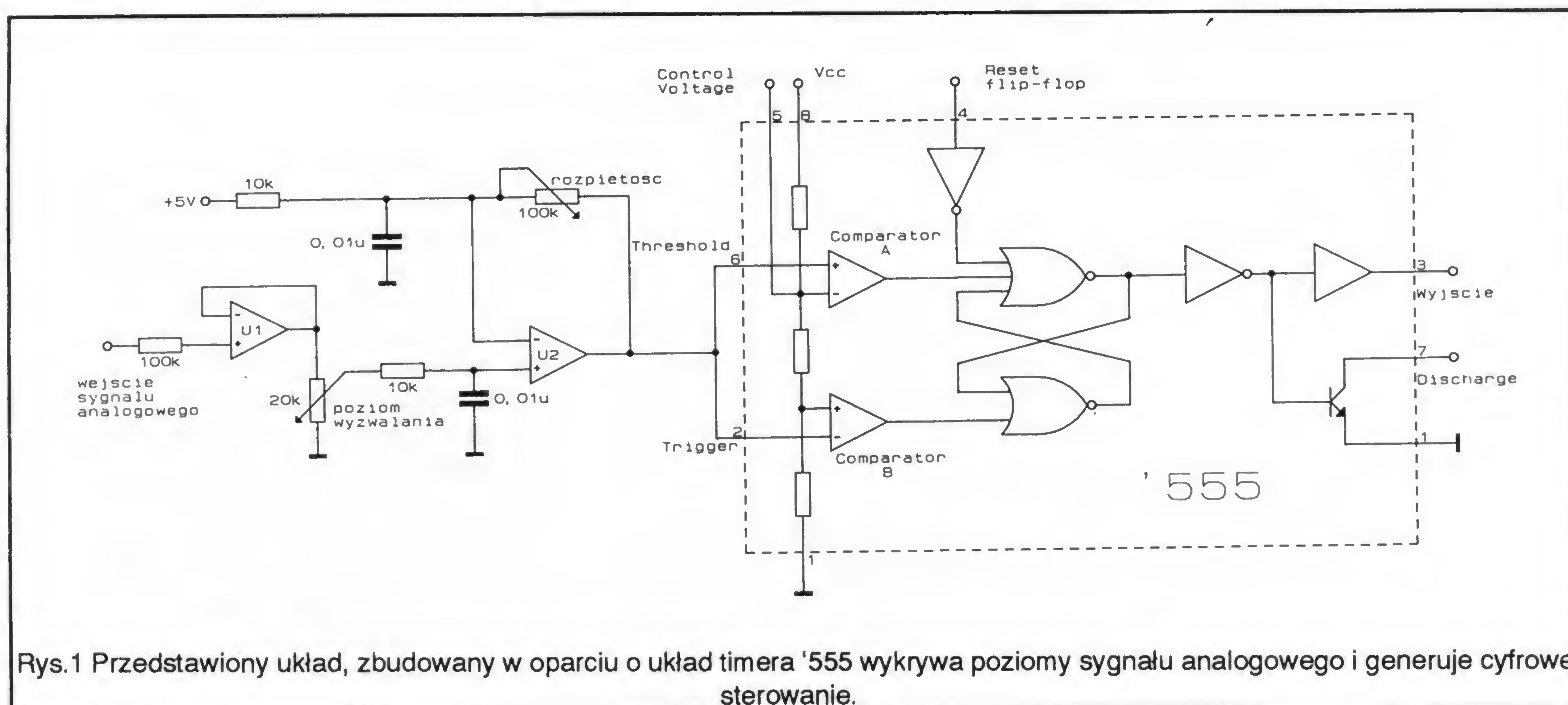
6. Podstawowy sposób rejestracji i odtwarzania dźwięku - aplikacja programowa

Na wydruku 2. przedstawiono program do kompleksowej obsługi (odczyt danych z przetwornika z możliwością ich zapisu na plik i odtwarzanie dźwięku w czasie rzeczywistym - on-line - lub z wcześniej zapisanego pliku dyskowego) przetwornika pracującego na zasadzie uproszczonej modulacji delta.

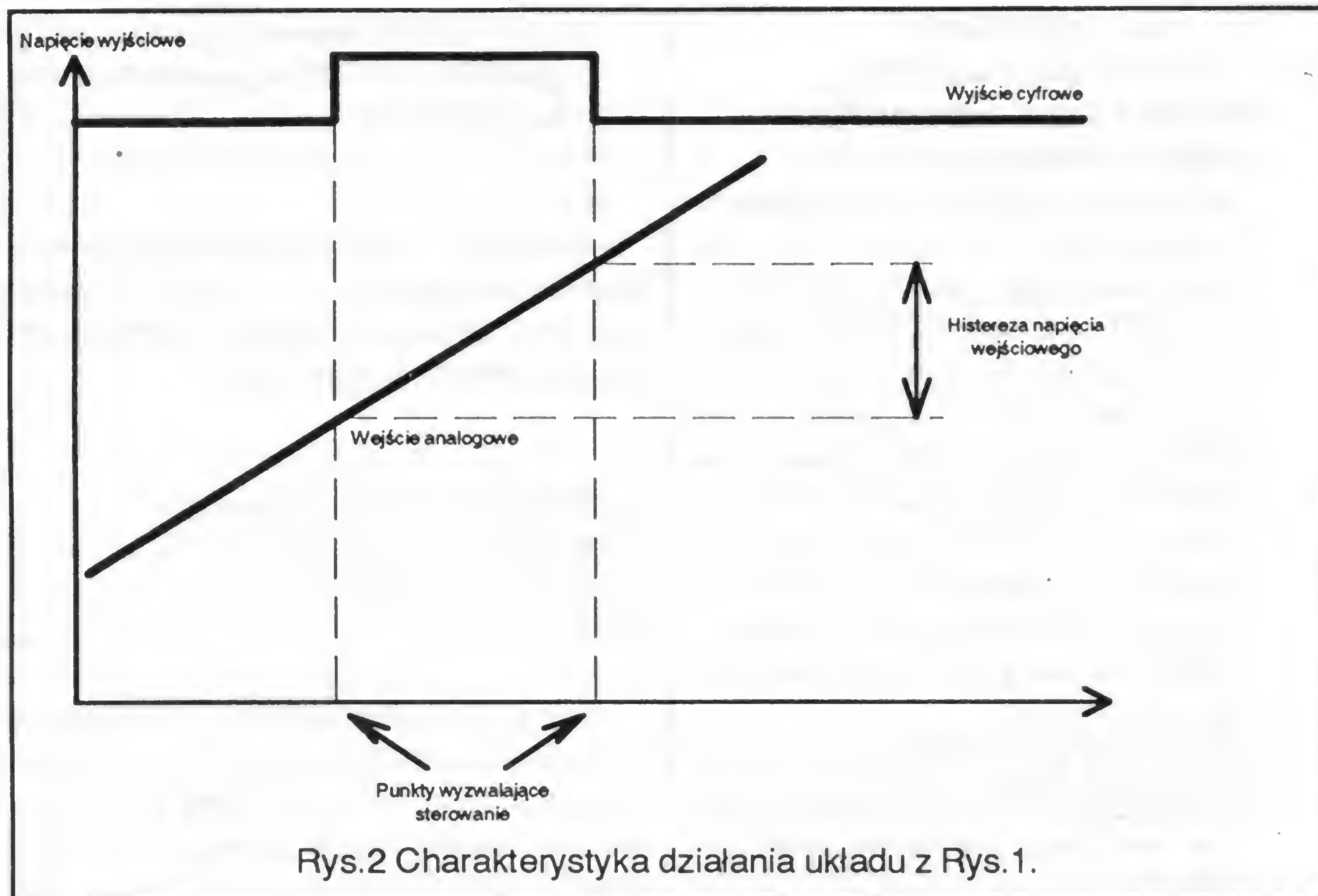
c.d. za miesiąc

Sygnał analogowy steruje sygnałem cyfrowym

Wiele urządzeń sterujących najrozmaitszymi procesami pracuje na podstawie sygnałów analogowych, które docierają do układu, w którym wypracowany jest sterujący sygnał cyfrowy. Pewnym modelowym rozwiązaniem może być układ przedstawiony na Rys.1. Charakterystyczne punkty (wartości) sygnału analogowego powodują przełączanie syg-



Rys.1 Przedstawiony układ, zbudowany w oparciu o układ timera '555 wykrywa poziomy sygnału analogowego i generuje cyfrowe sterowanie.



Rys.2 Charakterystyka działania układu z Rys.1.

nału wyjściowego z układu. Sygnał wyjściowy jest już sygnałem cyfrowym. Sposobem do wykrycia charakterystycznych punktów sygnału analogowego jest w tym wypadku układ typu '555, który dzięki nietypowej konfiguracji pracy w układzie z Rys.1 transformuje analogowy sygnał w sygnał cyfrowy. Dzięki takiemu zastosowaniu uzyskujemy pewną histerezę napięcia sygnału na wejściu i w ten sposób możemy dobrze zapobiegać oscylacjom sygnału wyjściowego.

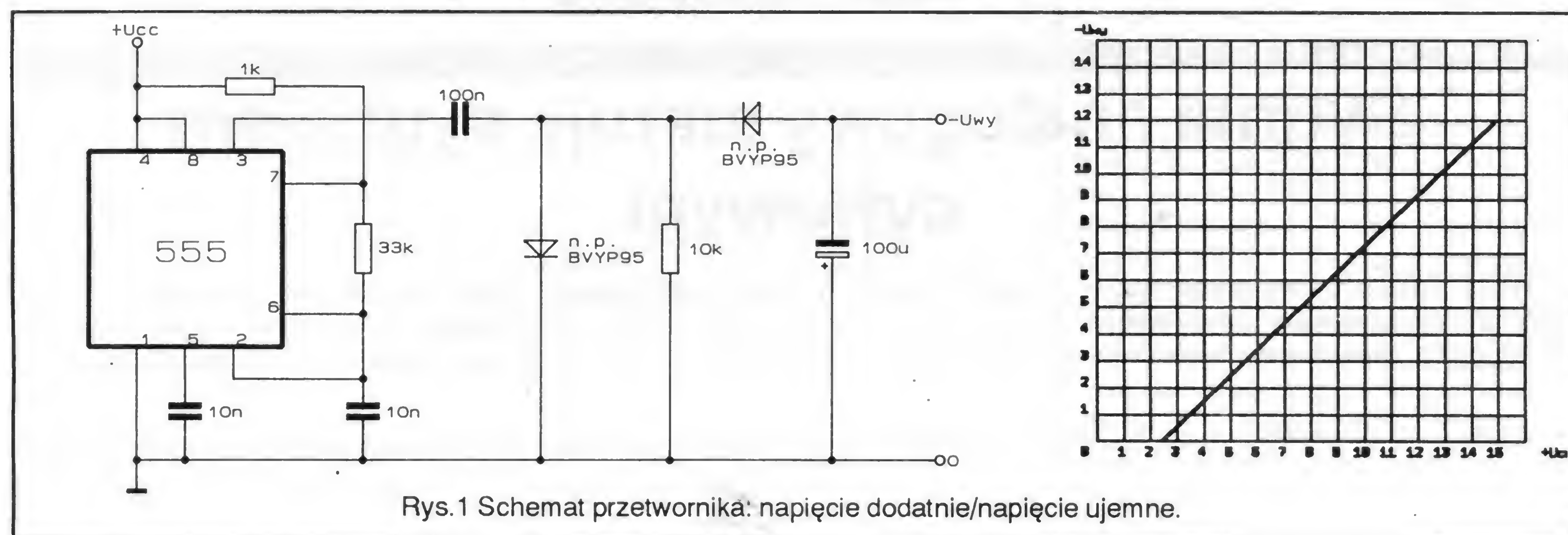
Układ timera '555 zawiera dwa komparatory oraz przerzutnik dwustanowy - flip/flop. Przerzutnik w tym zastosowaniu eliminuje powstawanie oscylacji. Na Rys.1 wyprowadzenia (wejścia) timera '555 Trigger (wyzwalanie) i Threshold (progowe) są połączone razem. Do tak połączonych wejść doprowadzony jest analogowy sygnał. Pozwala to na ustawienie i zerowanie przerzutnik w timerze '555. Wzmacniacz operacyjny U2 dostarcza obydwu punktów wyzwalających co daje nam wspmnianą wcześniej histerezę napięcia wejściowego sygnału. Zachowanie się sygnału wyjściowego w stosunku do sygnału wejściowego pokazuje wykres na Rys.2.

Układ z Rys.1 jest oczywiście bardzo prostym układem sterowania, ale może być wykorzystany w praktyce. Przykładowym zastosowaniem może być zastosowanie do układu sterującego ładowaniem akumulatorów.

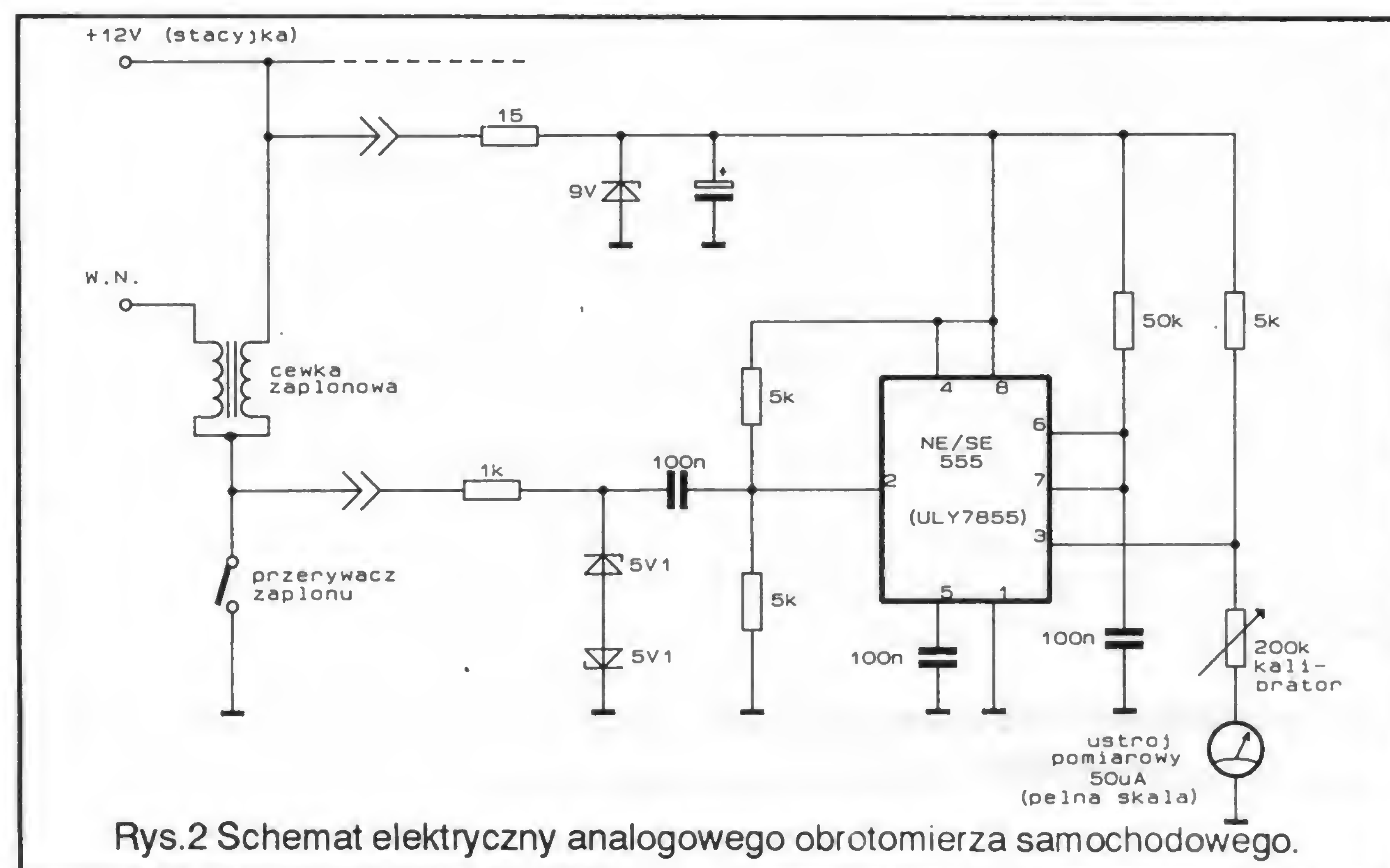
Opracowano na podstawie:
"Electronic Design" 24/90

mgr inż. Aleksander Rode

Układy, nie tylko dla hobbystów



Rys.1 Schemat przetwornika: napięcie dodatnie/napięcie ujemne.



Rys.2 Schemat elektryczny analogowego obrotomierza samochodowego.

1. Niejednokrotnie przy rozbudowie i modyfikacji różnego rodzaju urządzeń napotykamy na trudności w uzyskaniu ujemnego (w stosunku do istniejącego) napięcia zasilającego niezbędnego przy stosowaniu większości wzmacniaczy operacyjnych lub komparatorów. W takich sytuacjach wygodnym i prostym rozwiązaniem jest zastosowanie nieskomplikowanej i pozbawionej "zniechęcających" elementów indukcyjnych przetwornicy z kluczowaniem pojemności. Przykładem takiego rozwiązania jest przedstawiony na Rys. 1 układ przetwornicy o dużej sprawności. Przykładowo: przy napięciu zasilającym dodatnim +Ucc = 12V, przetworzo-

1) 10kHz 1MHz - (dla NE 555) 2) 100Hz 10kHz 3) 1Hz 100Hz

Rys.3 Schemat wyzwalanego generatora podstawy czasu do oscyloskopu hobbysty.

Rys.4 Samochodowy, precyzyjny regulator napięcia ładowania.

ne napięcie ujemne -Uwy = 9V uzyskujemy przy obciążeniu Iwy = 18mA.

2. Obrotomierz samochodowy jest urządzeniem pożytecznym, zwłaszcza dla mniej doświadczonych miłośników czterech kółek.Jego wskazania dostarczają nam informacji pomagającej optymalnie wykorzystać jednostkę napędową (silnik) pojazdu. Na dłuższą metę, daje to istotne oszczędności w zużyciu paliwa oraz przedłuża żywotność silnika. Cena gotowego obrotomierza nie jest zbyt duża, jednak prostota układu przedstawionego na Rys.2 może stanowić zachętę dla miłośników elektroniki w samochodzie, do wykonania tego urządzenia samodzielnie, za "bezcen". To nie tylko oszczędność, ale i satysfakcja.

3. Generator podstawy czasu jest podstawowym węzłem nawet najprostszego oscyloskopu, gdzie powinien spełniać niezbędne do pracy tego urządzenia wymagania. Głównymi w kolejności wymaganiami są:

- szeroki zakres częstotliwości pracy w torze X z możliwością kalibracji,
- możliwość wyzwalania zewnętrznego w celu synchronizacji z karatem Y lub zewnętrznym źródłem,
- liniowość generowanych przebiegów w torze X,
- stabilność częstotliwości.

Układ generatora prezentowany na Rys. 3 jest prosty, jednak efekty wynikające z jego pracy są zadowalające. Dla uzyskania szerokiego zakresu częstotliwości pracy oraz zapewnienia liniowości regulacji częstotliwości w ostatnim podzakresie, niezbędne jest zastosowanie oryginalnego elementu NE/SE 566.

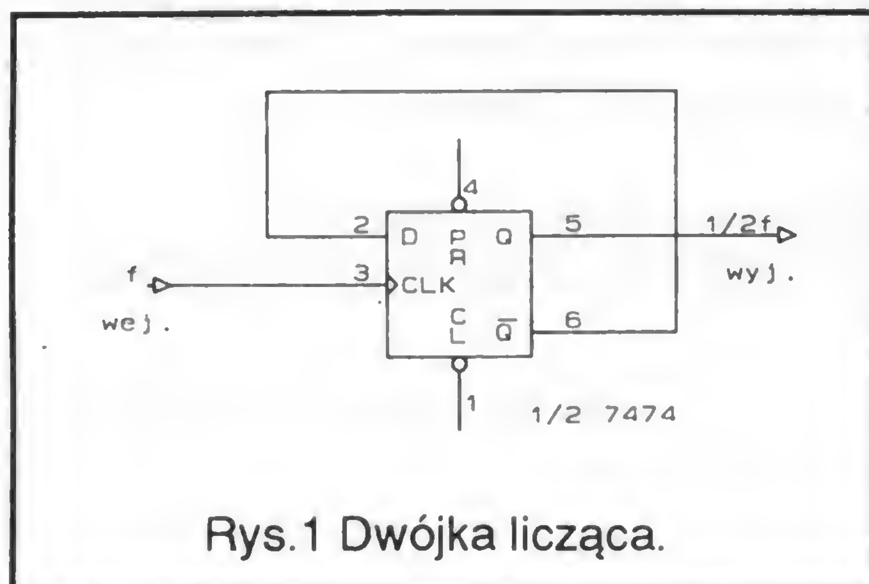
4. Układ przedstawiony na Rys.4 jest urządzeniem o pełnych walorach użytkowych. Zapewnia precyzyjne sterowanie pracą alternatora, co daje dużą stabilność napięcia instalacji samochodowej i przedłuża żywotność akumulatora. Uruchomienie układu wymaga pewnych informacji z dziedziny elektrotechniki samochodowej, które możemy uzyskać np. z książki: Jerzego Ocioszyńskiego "Elektrotechnika ogólna i samochodowa".

Opracowano na podstawie:
"SIGNETICS" LINEAR DATA MANUAL

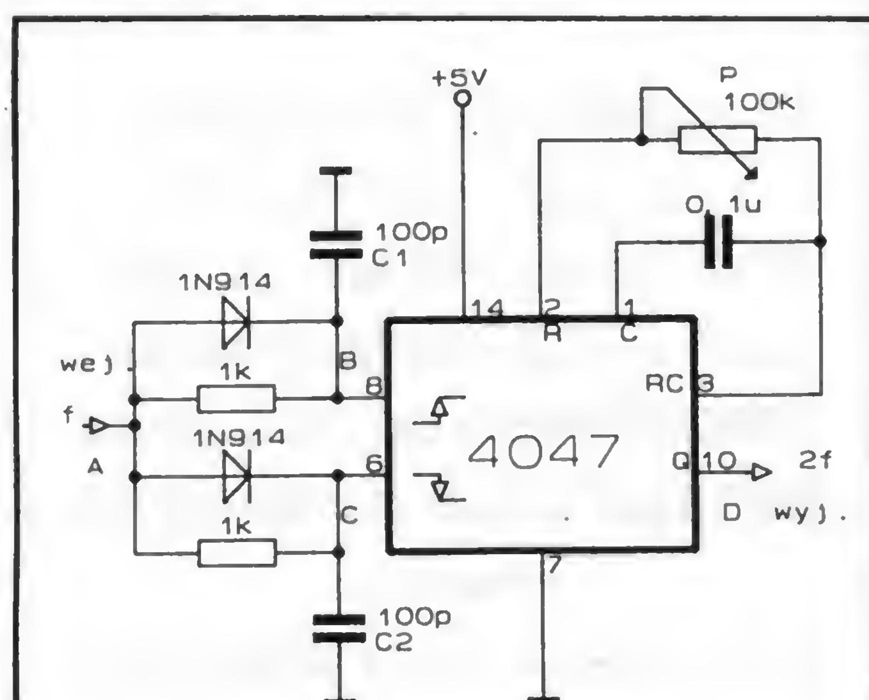
mgr inż. Sławomir Szczęśniewicz

Układ dublujący częstotliwość

Bardzo często w praktyce, projektując urządzenia zmuszeni jesteśmy do zmiany częstotliwości sygnałów. Podzielenie dowolnego sygnału cyfrowego nie nastręcza z reguły większych problemów. Istnieją gotowe układy dzielników przez 2,3,5 itd., są one dobrze znane i można znaleźć wiele literatury na ten temat. Do najprostszych bardzo popularnych należy zaliczyć układy typu 7490, 7491, 7492, 7493, dzięki którym możemy budować układy najróżniejszych dzielników. Jednak sytuacja wygląda znacznie gorzej gdy musimy nasz sygnał podzielić np. przez 2/3 lub 2/5. Nie wszystkim też znane są układy mnożników częstotliwości, które są znacznie rzadziej wykorzystywane w praktyce amatorskiej.



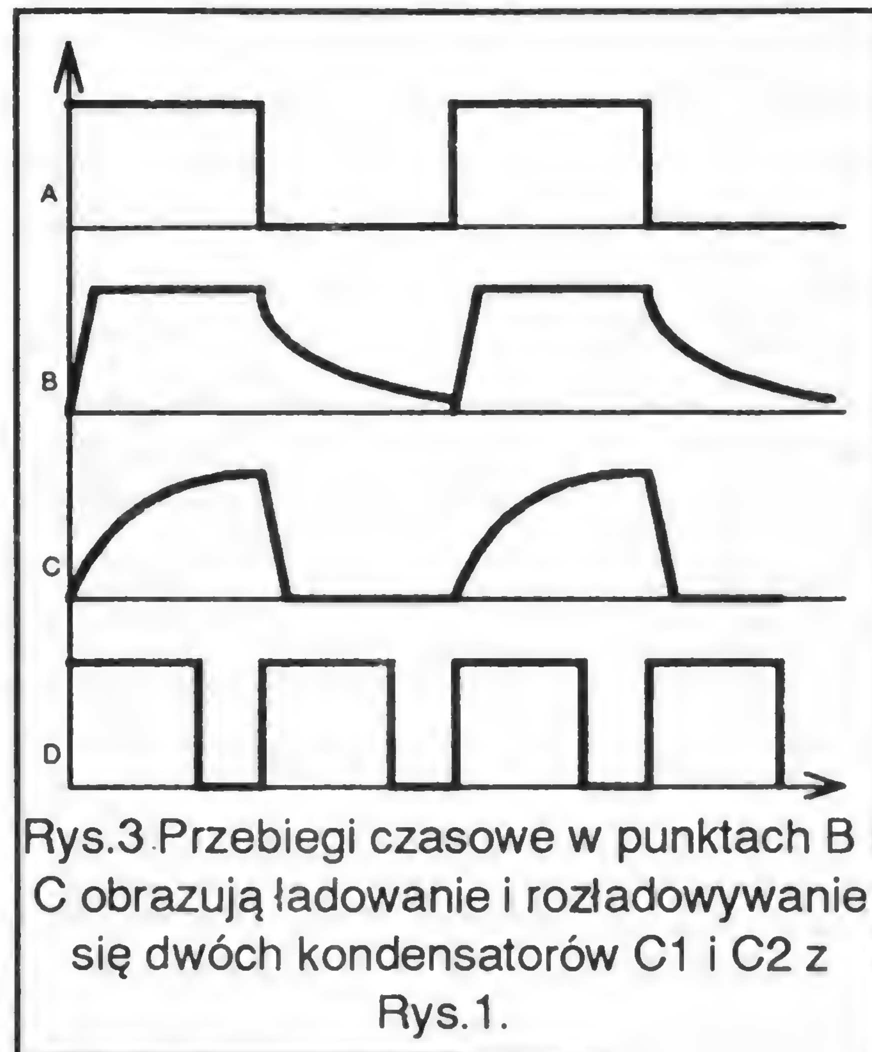
Rys.1 Dwójka licząca.



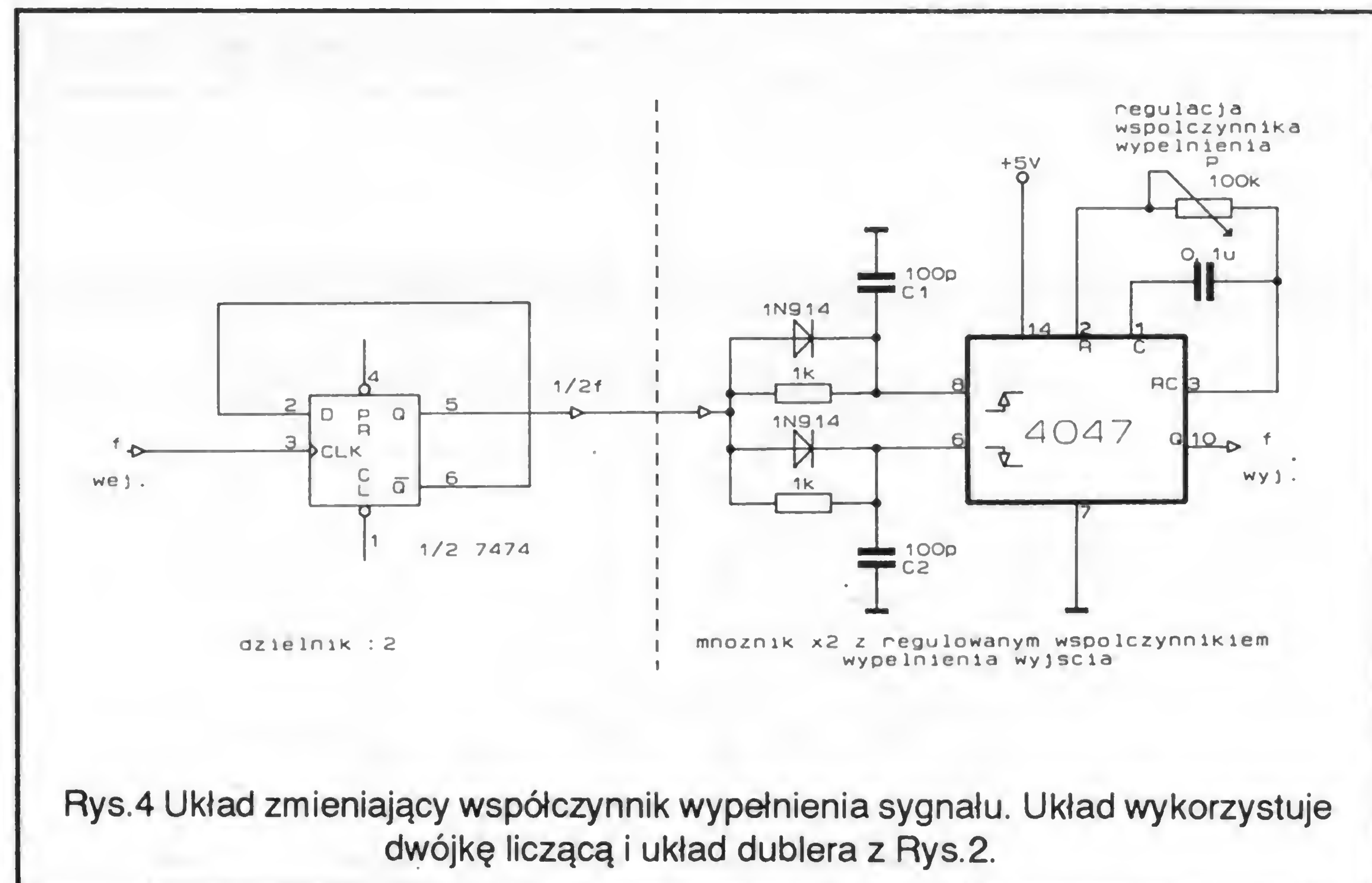
Rys.2 Używając monostabilnego przerzutnika 4047 oraz kilku zewnętrznych rezystorów, kondensatorów i diod powstaje bardzo prosty układ dublera częstotliwości. Również współczynnik wypełnienia wyjściowego sygnału może być regulowany w tym układzie potencjometrem P.

Czytelnik na pewno zdaje sobie sprawę, że mając do dyspozycji układ mnożnika można stworzyć układ, który pomnoży nam nasz sygnał (praktycznie) przez dowolny współczynnik (nawet ułamkowy), przez zwykłe połączenie mnożnika i dzielnika. Układy dzielników są wszystkim dobrze znane. Najprostszy dzielnik przez 2 można zbudować z przerzutnika typu D. Rys.1 przedstawia układ dzielnika przez 2 tzw. dwójkę liczącą. Zajmijmy się teraz układem mnożnika.

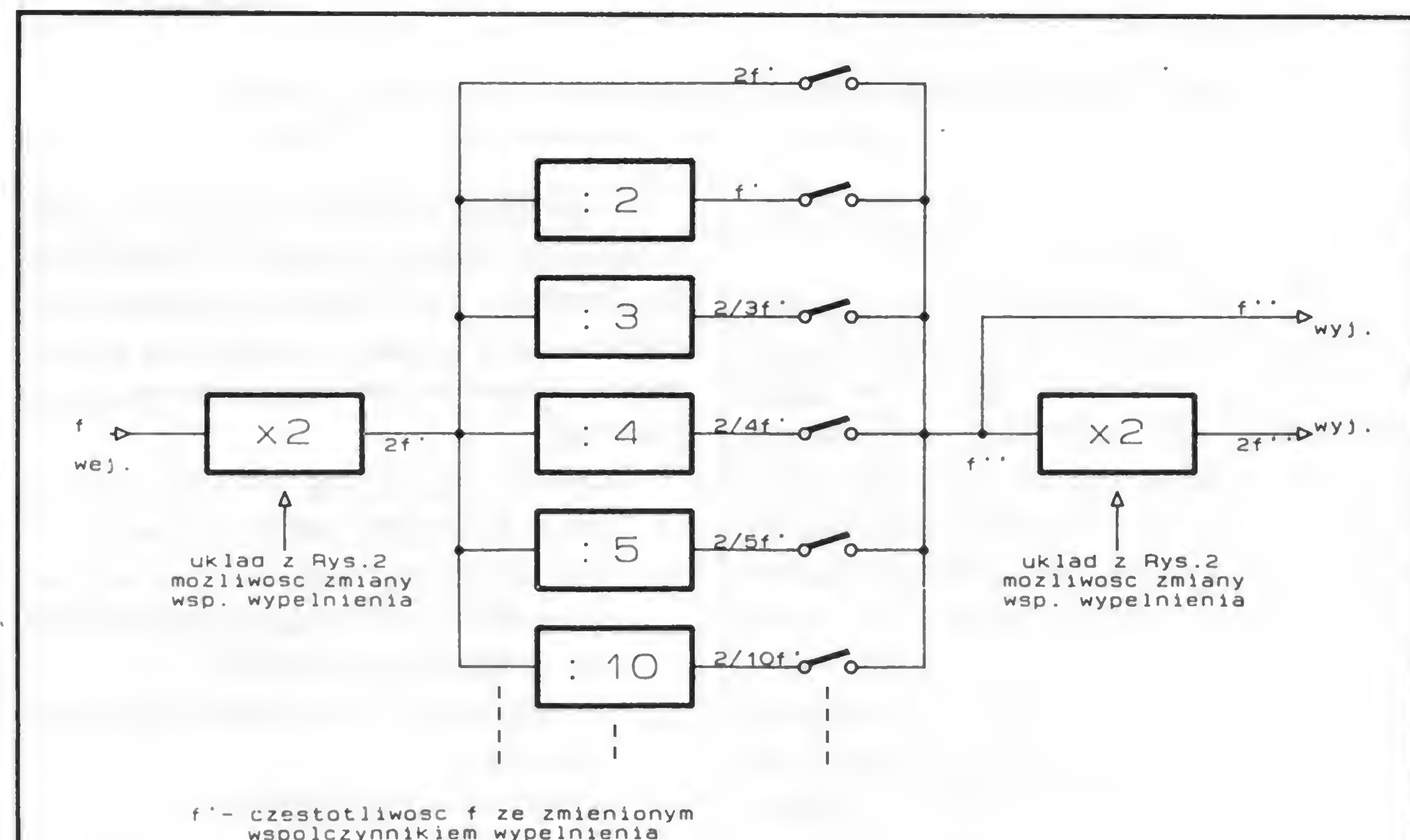
Bardzo tani i bardzo prosty układ do podwajania częstotliwości można zbudować w oparciu o jeden prosty układ scalony typu 4047. Jest to układ monostabilnego przerzutnika, który może być wyzwalany bezpośrednio przez narastające lub opadające zbocze sygnału. W układzie dublera częstotliwości pokazanym na Rys.2 można również zmieniać współczynnik wypełnienia sygnału wyjściowego w szerokim zakresie. W układzie tym zastosowano dwa układy różniczkujące typu RC (1[kΩ] i 100[pF]) w celu wykrywania narastających i opadających zboczy wejściowego sygnału cyfrowego. Zróżniczkowane sygnały wejściowego przebiegu wy-



Rys.3 Przebiegi czasowe w punktach B i C obrazują ładowanie i rozładowywanie się dwóch kondensatorów C1 i C2 z Rys.1.



Rys.4 Układ zmieniający współczynnik wypełnienia sygnału. Układ wykorzystuje dwójkę liczącą i układ dublera z Rys.2.



Rys.5 Przykładowy blokowy schemat układu, który może mnożyć sygnał przez dowolny współczynnik. Oczywiście dla bardzo dużych (dużo większych od 1) i bardzo małych (dużo mniejszych od 1) współczynników ilość układów będzie większa.

zwalają układ przerzutnika 4047 przy obydwu zboczach, co w efekcie daje wymnożenie sygnału wejściowego przez 2. Zewnętrzny potencjometr 100[kΩ] wraz z kondensatorem 0.1[μF] (w układzie podłączone do pinów 1,2,3) mogą zmieniać współczynnik wypełnienia sygnału wyjściowego w szerokich granicach.

Na Rys.3 przedstawiono przebiegi czasowe sygnałów w charakterystycznych punktach układu. Wejście 8 układu 4047 wyzwala przerzutnik przy dodatnim zboczu sygnału wejściowego (narastającym), natomiast wejście 6 układu 4047 wyzwala przerzutnik przy ujemnym zboczu sygnału wejściowego (opadającym).

Układ ten może posłużyć do wielu ciekawych doświadczeń. Niekiedy nie zależy nam na zmianie częstotliwości sygnału. Chcielibyśmy jedynie zmienić współczynnik wypełnienia sygnału. Stosując proste złożenie dzielnika przez 2 (dwójki liczącej z Rys.1) i mnożnika przez 2 z Rys.2, który ma możliwość zmiany współczynnika wypełnienia uzyskamy układ, który nie zmieniając częstotliwości może zmieniać współczynnik wypełnienia sygnału, dla ustalenia uwagi cały układ tego typu przedstawia Rys.4. Może to być jedno z praktycznych zastosowań układu dublera częstotliwości. Oczywiście są inne metody służące do zmiany współczynnika wypełnienia sygnału , jednak ta metoda wydaje się być ciekawa i polecana do wypróbowania przez dociekliwych.

Drugim ciekawym polem, na którym można wykorzystać układ dublera są układy mnożników mnożących przez dowolny współczynnik. Dla przykładu mnożąc sygnał przez 2, a następnie dzieląc przez 5 otrzymamy wymnożenie sygnału początkowego przez współczynnik 2/5. Oczywiście wszelkie kombinacje dla uzyskania odpowiedniego współczynnika są dozwolone. Kaskadowe łączenie dublerów z Rys.2 wraz z układami dzielników może dać praktycznie bardzo wiele współczynników, którymi możemy działać na dowolnym sygnale cyfrowym regulując również współczynnik wypełnienia.

Na Rys.5 przedstawiono blokowo układ do mnożenia sygnału przez dowolny współczynnik z regulowanym współczynnikiem wypełnienia sygnału wyjściowego.

Opracowano na podstawie:
Electronik Design 8/90

mgr inż. Aleksander Rode

4-bitowy przetwornik BCD typu flash

Istnieje wiele rozwiązań przetworników a/c .

Opisany poniżej charakteryzuje się dużą szybkością działania . Jest ona ograniczona w głównej mierze przez czas reakcji komparatora (w tym przypadku około 1[μs]).

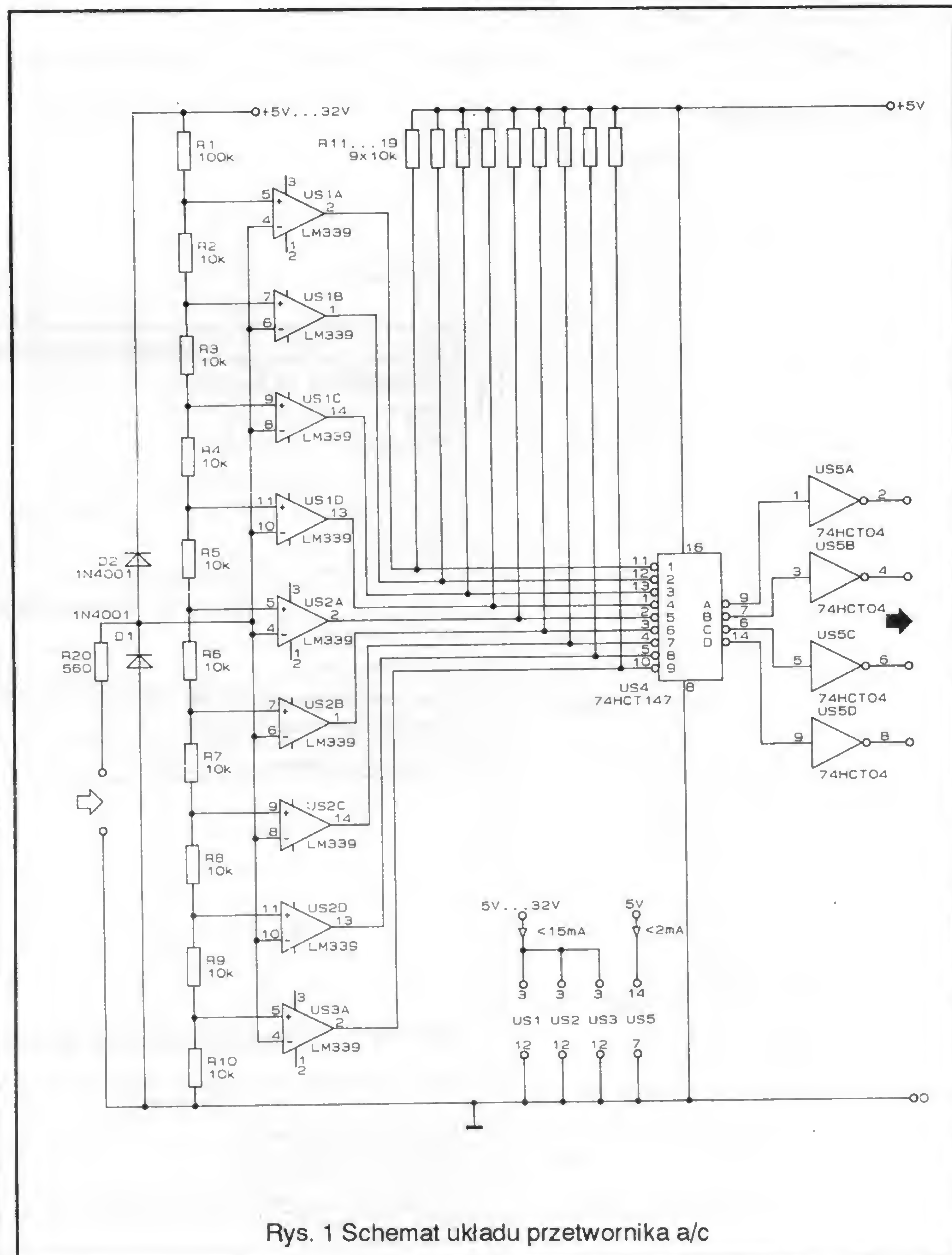
Wadą układu jest wprost proporcjonalna zależność pomiędzy ilością rozeznawanych poziomów napięcia przetwarzanego , a liczbą elementów koniecznych do wykonania takiego przetwornika .

Wyjścia komparatorów (typu otwarty kolektor) są dołączone do układu US4 , który jest dekoderem : kod dziesiętny - BCD . Z uwagi na rodzaj wyjść , komparatory wymagają wyższego napięcia zasilania niż pozostałe układy .

Zakres napięć wejściowych konwertera może być zmieniony przez odpowiedni dobór R1 . Najwyższe napięcie progowe (nóżka 5 układu US1) musi być niższe o około 2 [V] od napięcia zasilania . Przy zastosowaniu elementów o wartościach zgodnych z podanymi na schemacie i zasilaniu +12 [V] , górny próg wynosi 5.68 [V] , a każdy krok 632 [mV] .

Opracowano na podstawie " Elektor Electronics " July/August 1990 .

mgr inż . Witold Wrotek .



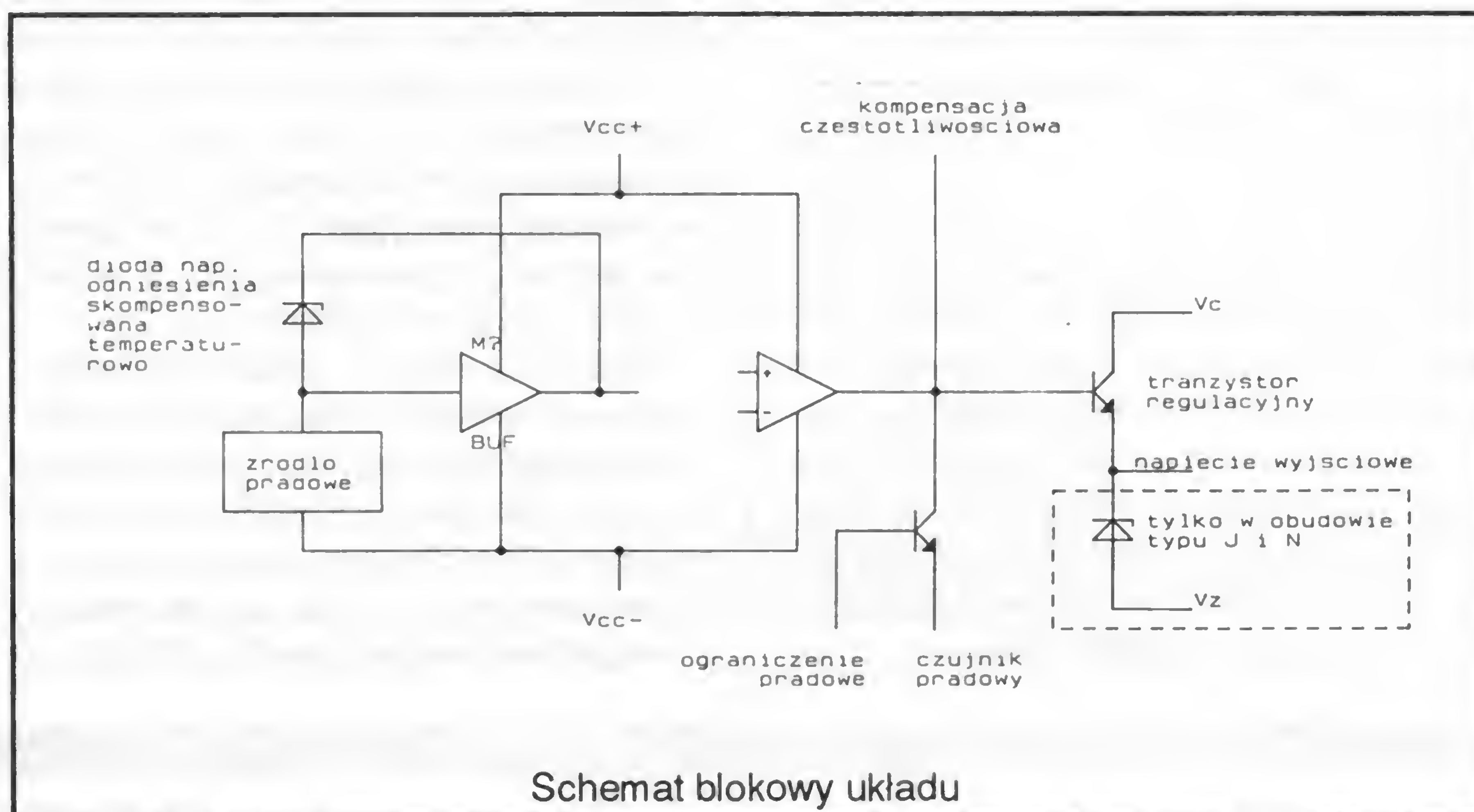
Rys. 1 Schemat układu przetwornika a/c

Najbardziej popularne scalone stabilizatory napięcia stałego cz. II

Typ A 723

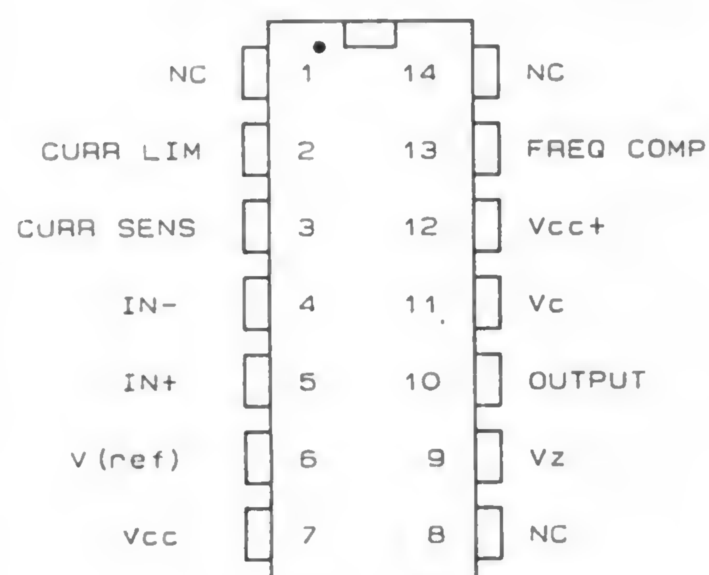
Układ μA723M i μA723C to monolityczny scalony stabilizator napięcia charakteryzujący się wysokim tłumieniem tętnień, doskonałą stabilizacją wejścia, bardzo dobrą stabilnością temperaturową i niskim prądem spoczynkowym.

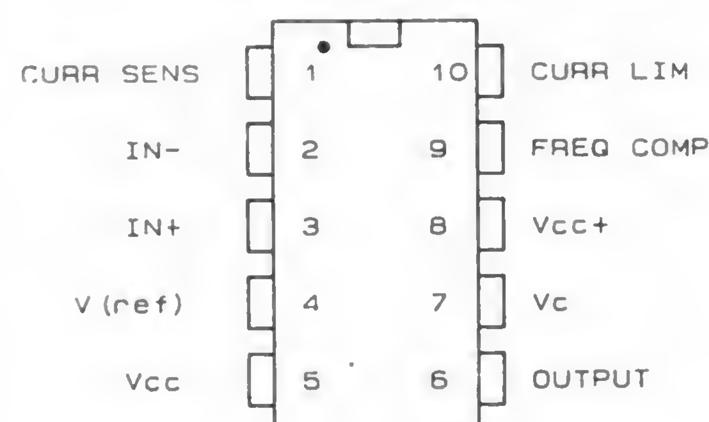
Składa się on z bloku zabezpieczenia termicznego, wzmacniacza błędu, wyjściowego tranzystora mocy oraz tranzystora zabezpieczenia prądowego. Może być wykorzystany zarówno w stabilizatorach napięcia dodatniego jak i ujemnego jako stabilizator szeregowy, równoległy, impulsowy. Dla prądu wyjściowego o wartości przekraczającej 150mA dodatkowe elementy bierne mogą być dołączone tak jak pokazano na Rys.4 i 5 w typowych zastosowaniach. Układ μA723M pracuje w temperaturze od -55°C do 125°C, a μA723C od 0°C do 70°C.

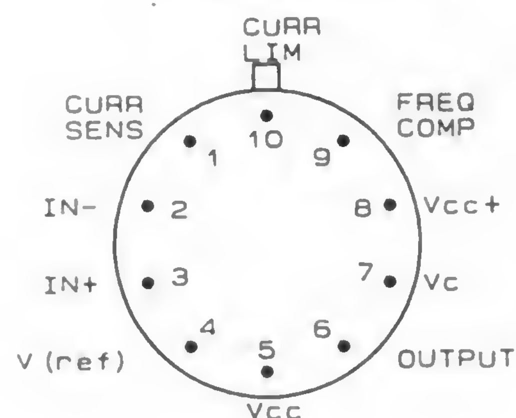


Schemat blokowy układu

Rodzaje obudów:







NC-brak wewnetrznych polaczen

Tabela 1

Dopuszczalne parametry eksploatacyjne	
Pik napięciowy od V_{cc}+ do V_{cc}- ($t_W \le 50ms$)	50V
Ciągłe napięcie od V_{cc}+ do V_{cc}-	40V
Napięcie różnicowe wejście - wyjście	40V
Różnicowe napięcie na wejściu wzmacniacza błędu	±5V
Napięcie między wejściem nieodwracającym a V_{cc}-	8V
Prąd wejścia V_Z	25mA
Wydajność prądowa wyjścia V (ref)	15mA
Maksymalna moc strat przy temp. otoczenia 25°C	
obudowa typu I lub N	1000mW
obudowa typu U	675mW
Temperatura pracy:μA723M Temperatura pracy:μA723C	-55°C do 125°C 0°C do 70°C
Temperatura przechowywania	-65°C do 150°C

Tabela 2 Zalecane warunki pracy.

Parametry	Min.	Max.	Jed.
Napięcie wejściowe, V_I	9.5	40	V
Napięcie wyjściowe, V_O	2	37	V
Napięcie różnicowe wej.-wyj. V_C-V_O	3	38	V
Prąd wyjściowy I_O		150	mA

Tabela 3 Charakterystyka elektryczna.

Parametry	Warunki pomiaru *		µA723M			µA723C			Jed.
			Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max	
Stabilizacja wejścia	V_I=12V do V_I=15V	25°C		0.01	0.1		0.01	0.1	%
	V_I=12V do V_I=40V	25°C		0.02	0.2		0.1	0.5	
	V_I=12V do V_I=15V	p.z.			0.3			0.3	
Tłumienie tętnień	f=50Hz do 10kHz, C_{ref}=0	25°C		74			74		dB
	f=50Hz do 10kHz, C_{ref}=5µF	25°C		86			86		
Stabilizacja wyjścia	I_O=1mA do I_O=50mA	25°C		-0.03	-0.15		-0.03	-0.2	%
		p.z			-0.6			-0.6	
Napięcie referencyjne V(ref)		25°C	6.95	7.15	7.35	6.8	7.15	7.5	V
Prąd spoczynkowy	V_I=30V, I_O=0	25°C		2.3	3.5		2.3	4	mA
Niestabilność termiczna nap. wyj.		p.z		0.002	0.015		0.003	0.015	%/°C
Prąd zwarcia	R_{SC}=10Ω, V_O=0	25°C		65			65		mA
Wyjściowe napięcie szumów	f=100Hz do 10kHz C_{ref}=0	25°C		20			20		µV
	f=100Hz do 10kHz C_{ref}=5µF	25°C		2.5			2.5		

* Pełen zakres temperatur wynosi: dla µA 723M od -55°C do 125°C µA 723°C od 0°C do 70°C
Uwaga: Dla wszystkich wartości podanych w tabeli układ jest połączony tak jak pokazano na Rys.1.
O ile nie zaznaczono inaczej: VI = Vcc+ = Vc = 12V, Vcc- = 0, Vo = 5V, Io = 1mA, Rsc = 0, C(ref) = 0.

Typowe aplikacje

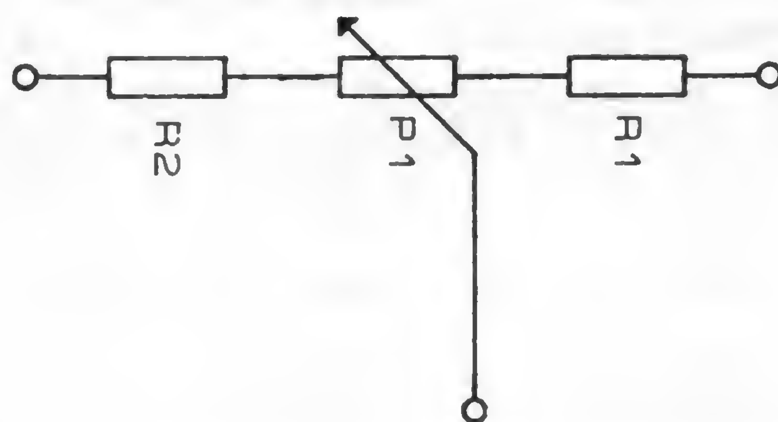
Tabela 1 Wartości rezystorów (kΩ) podane są dla wartości standardowych napięć wyjściowych.

Napięcie wyjściowe (V)	Nr rys. w aplikacjach (uwaga 1)	Wyjście stałe ±5%		Wyjście regulowane ±10% (uwaga 2)		
		R1 kΩ	R2 kΩ	R1 kΩ	P1 kΩ	P2 kΩ
+3.0	1,5,6,9,11,12(4)	4.12	3.01	1.8	0.5	1.2
+3.6	1,5,6,9,11,12(4)	3.57	3.65	1.5	0.5	1.5
+5.0	1,5,6,9,11,12(4)	2.15	4.99	0.75	0.5	2.2
+6.0	1,5,6,9,11,12(4)	1.15	6.04	0.5	0.5	2.7
+9.0	2,4,(5,6,9,12)	1.87	7.15	0.75	1.0	2.7
+12.0	2,4(5,6,9,12)	4.87	7.15	2.0	1.0	3.0
+15.0	2,4(5,6,9,12)	7.87	7.15	3.3	1.0	3.0
+28	2,4(5,6,9,12)	21.0	7.15	5.6	1.0	2.0
+45	7	3.57	48.7	2.2	10	39
+75	7	3.57	78.7	2.2	10	68
+100	7	3.57	105	2.2	10	91
+250	7	3.57	255	2.2	10	240
-6 (uwaga 3)	3,(10)	3.57	2.43	1.2	0.5	0.75
-9	3,10	3.48	5.36	1.2	0.5	2.0
-12	3,10	3.57	8.45	1.2	0.5	3.3
-15	3,10	3.57	11.5	1.2	0.5	4.3
-28	3,10	3.57	24.3	1.2	0.5	10
-45	8	3.57	41.2	2.2	10	33
-100	8	3.57	95.3	2.2	10	91
-250	8	3.57	249	2.2	10	240

Tabela 2 Przepisy na obliczenie napięcia wyjściowego oraz ograniczenia prądowego.

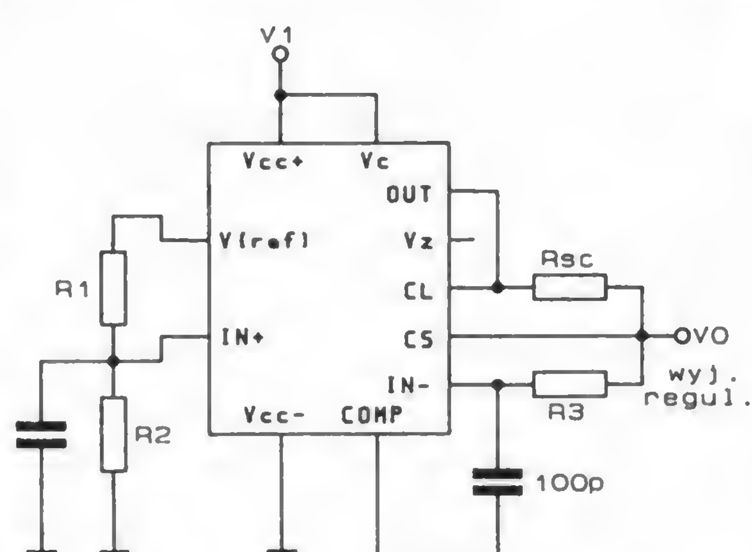
Wyjście +2V do +7V [Rys. 1,5,6,9,11,12,(4)] $V_O=_{(ref)}x\frac{R2}{R1+R2}$	Wyjście +4V do +250V (rys.7) $V_O=\frac{V_{(ref)}}{2}x\frac{R2-R1}{R1}$ R3=R4	Ograniczenie prądowe $J_{(limit)}=\frac{0.65V}{R_{SC}}$
Wyjście +7V do +37V [Rys. 2,4,(5,6,9,11,12)] $V_O=V_{(ref)}x\frac{R1+R2}{R2}$	Wyjście -4V do -250V (Rys. 3,8,10) $V_O=-\frac{V_{(ref)}}{2}x\frac{R1+R2}{R1}$ R3=R4	Ograniczenie prądowe z podcięciem charakterystyki (Rys.6) $J_{(knee)}=\frac{V_O x(R3+R4)x0.65V}{R_{SC}xR4}$ $J_{OS}=\frac{0.65V}{R_{SC}}x\frac{R3+R4}{R4}$

Uwagi:
1 Dzielnik R1/R2 może być podłączony do Vo lub V(ref). Numery aplikacji podane w nawiasach odnoszą się do dzielnika podłączonego do Vo.
2 Przy wykorzystaniu wyjścia regulowanego dzielnik R1/R2 musi być zastąpiony dzielnikiem pokazanym poniżej:



3 Układ wymaga minimum 9V pomiędzy Vcc+ i Vcc- jeżeli Vo jest równe lub większe od -9V.

Typowe zastosowania

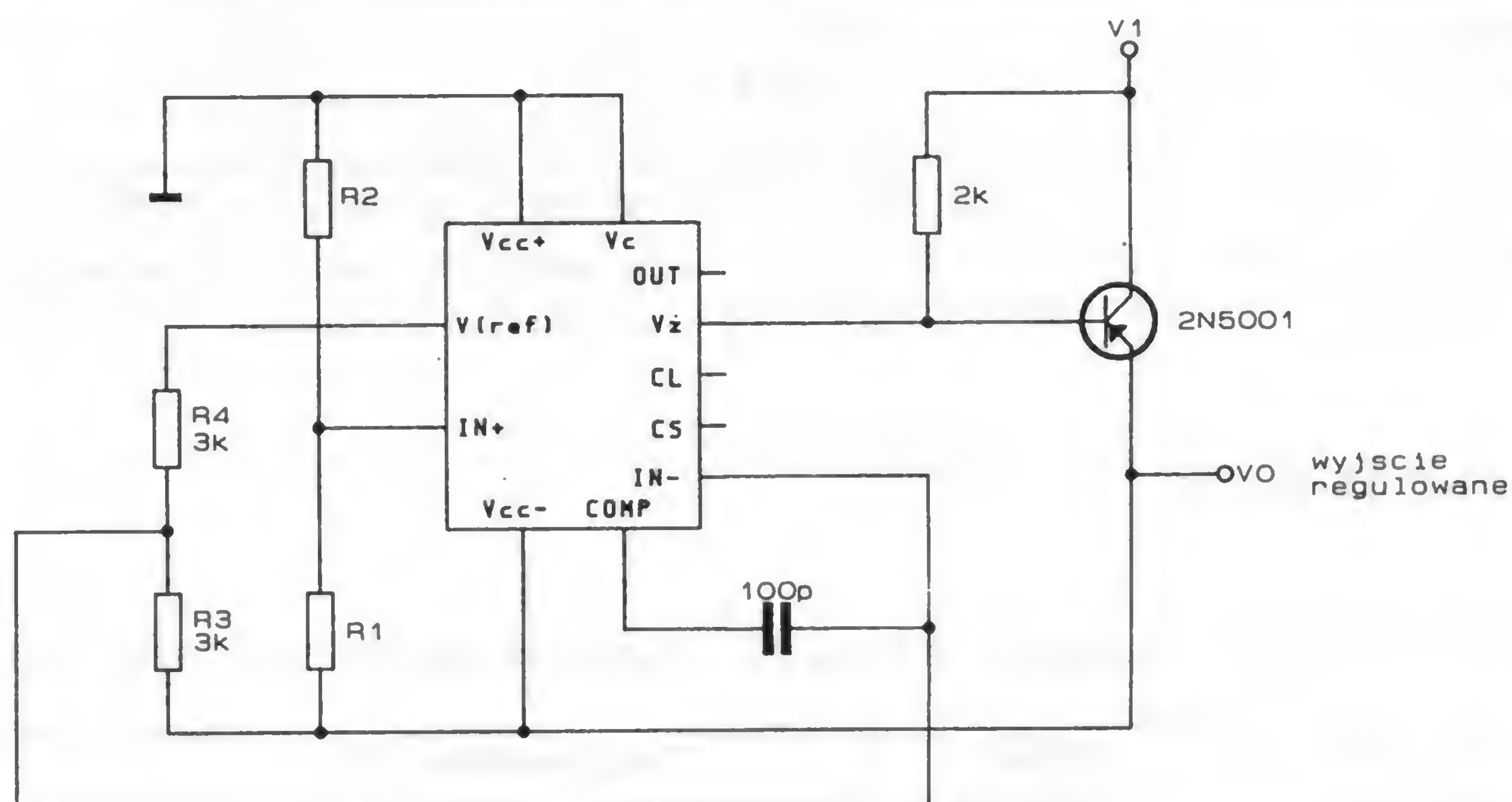


Rys.1 Podstawowy stabilizator napięcia od 2V do 7V.

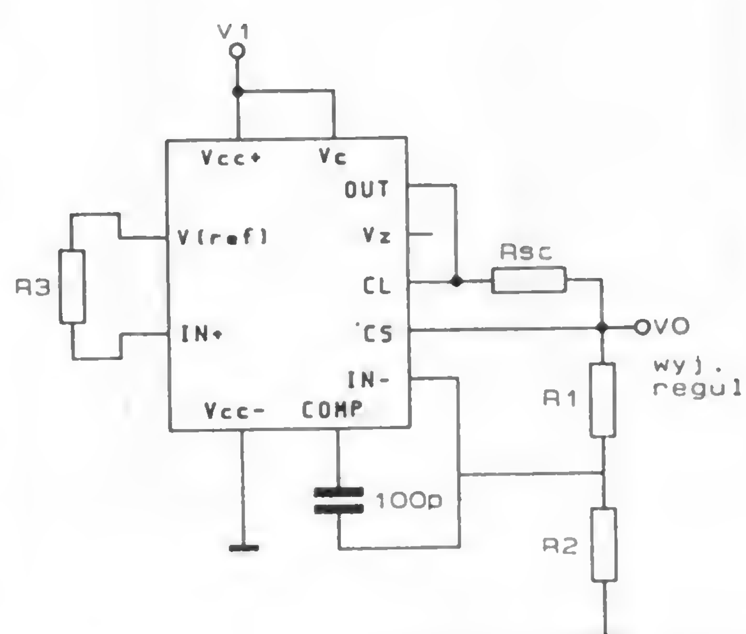
Uwagi:

A. R3 = R1 x R2/R1 + R2 dla minimum αVo

B. R3 może być pominięty dla zminimalizowania ilości elementów.



Rys.3 Stabilizator napięcia ujemnego.

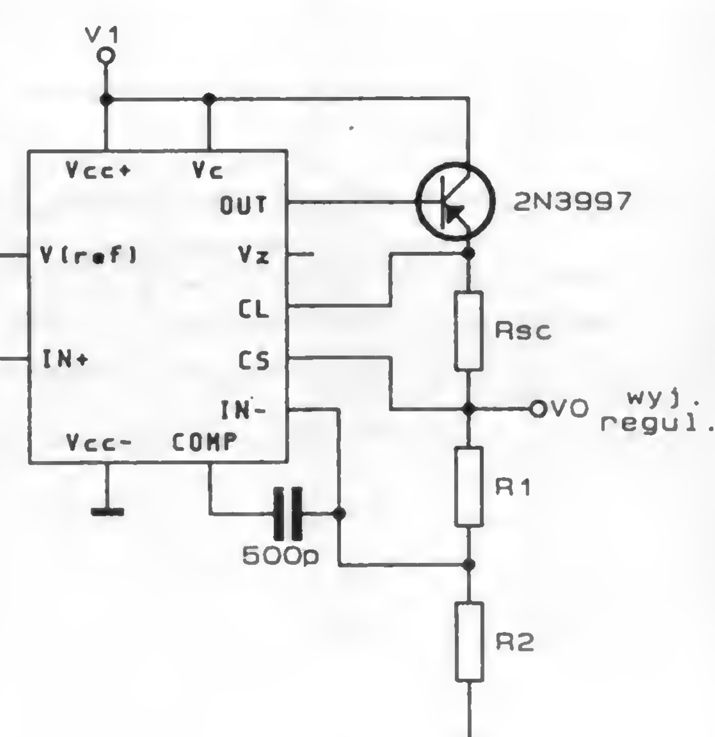


Rys.2 Podstawowy stabilizator napięcia od 7V do 37V

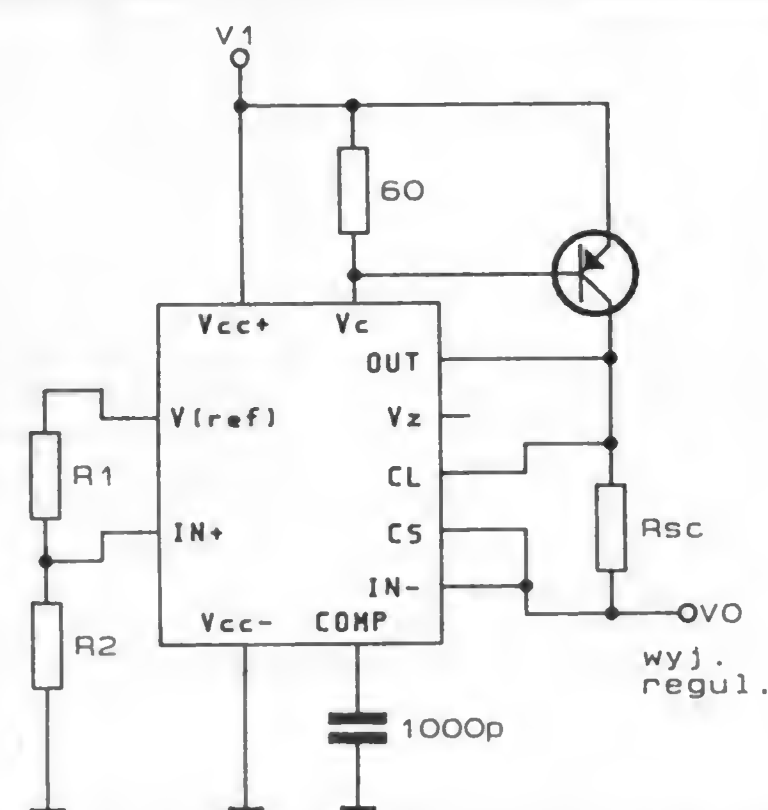
Uwagi:

A. R3 = R1 x R2/R1 + R2 dla minimum αVo

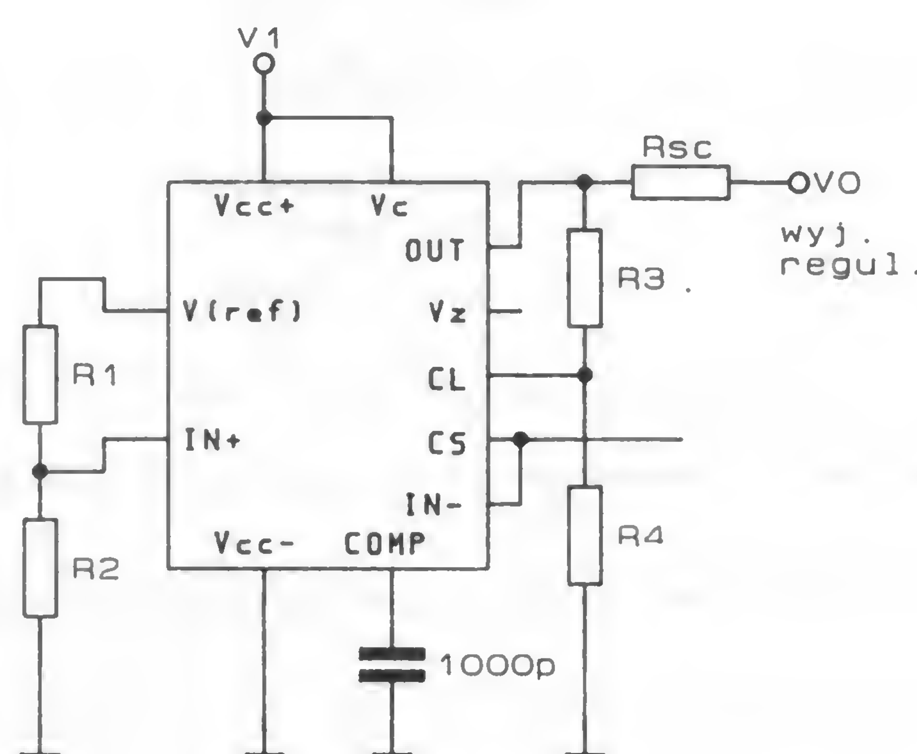
B. R3 może być pominięty dla zminimalizowania ilości elementów.

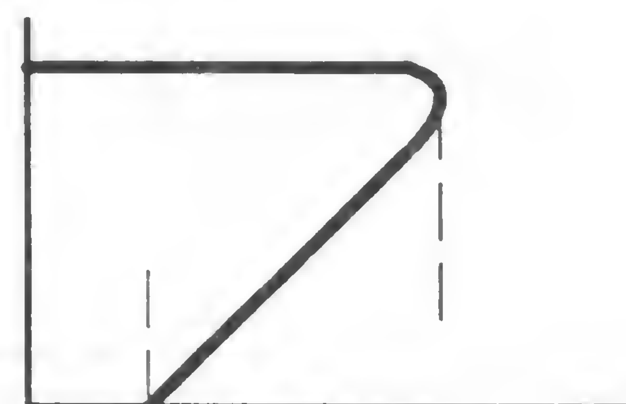


Rys.4 Stabilizator napięcia dodatniego (zewnętrzny tranzystor n-p-n)

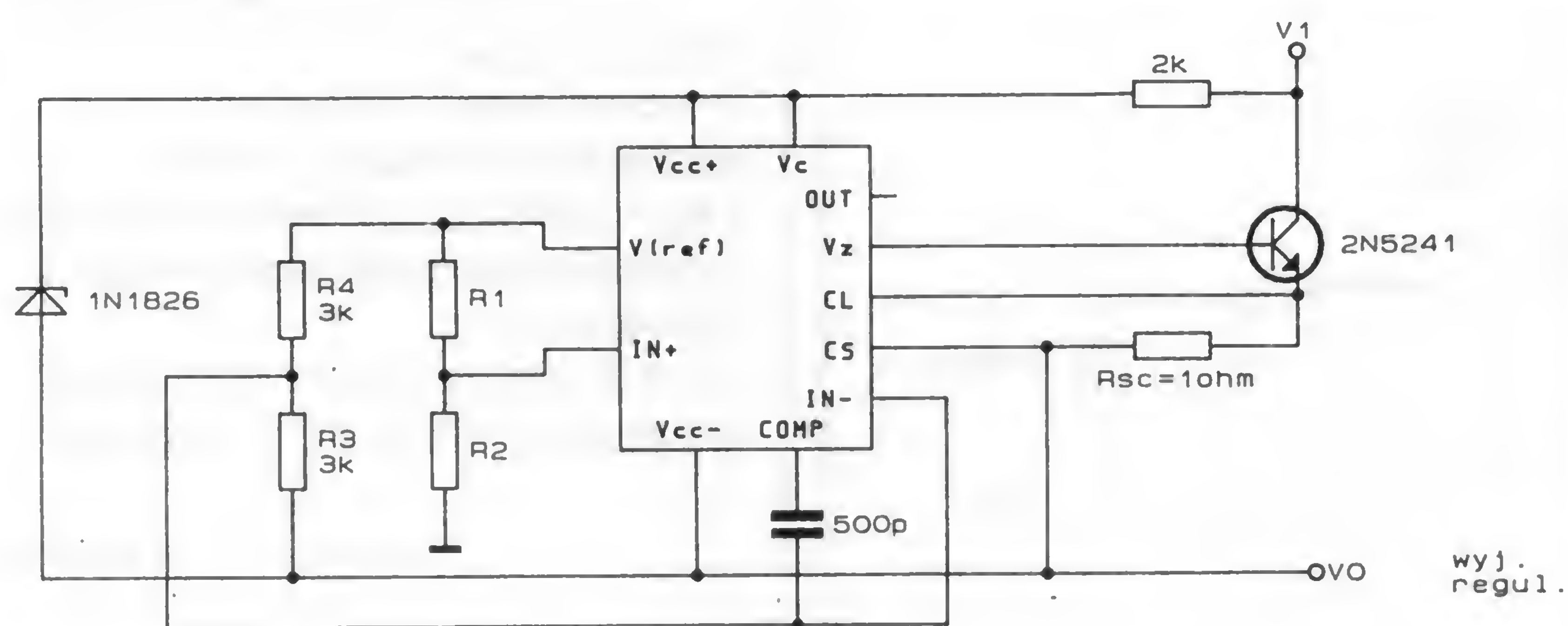


Rys.5 Stabilizator napięcia dodatniego (zewnętrzny tranzystor p-n-p)

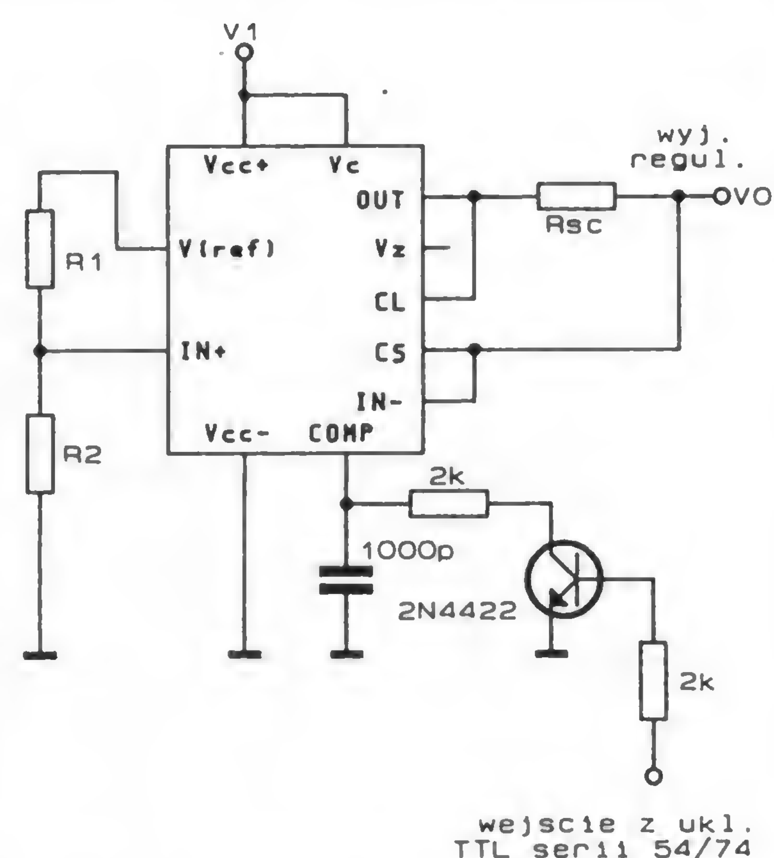




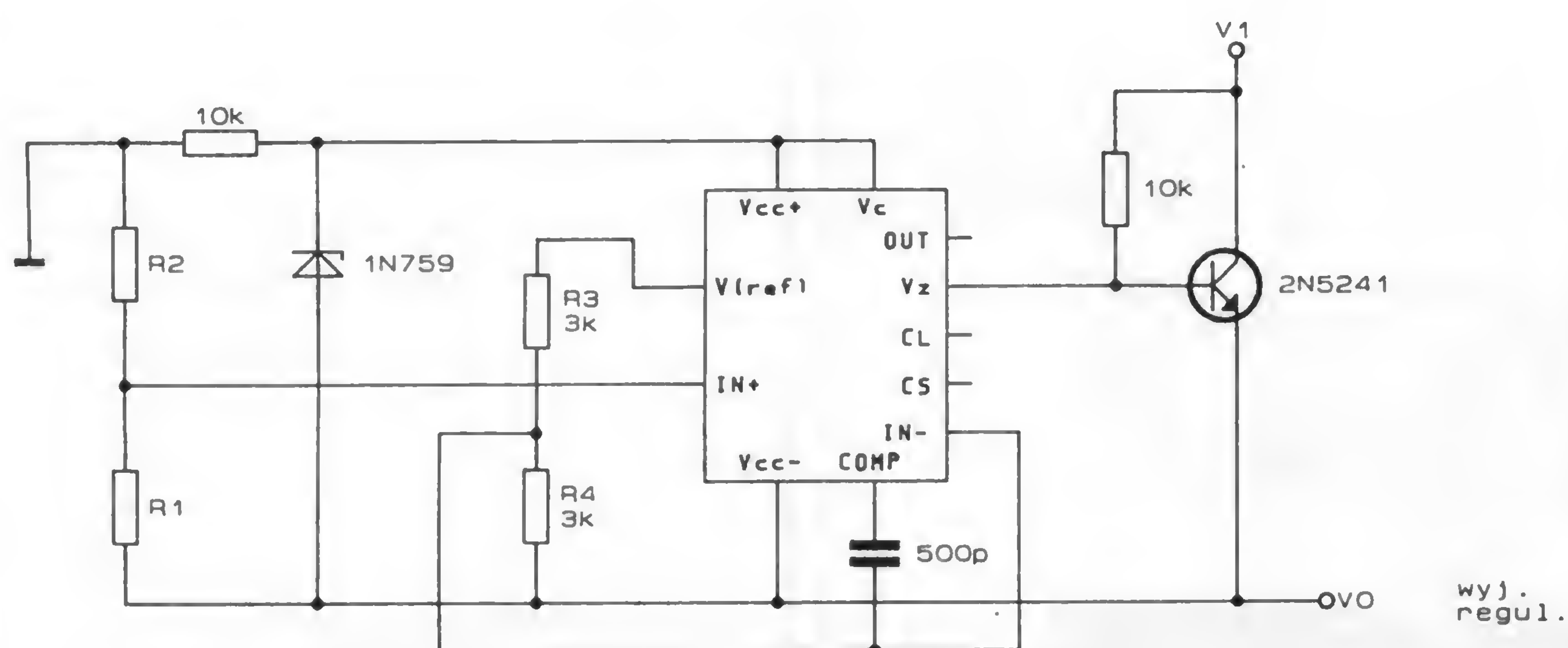
Rys.6 Układ ograniczenia prądowego z podcięciem charakterystyki.



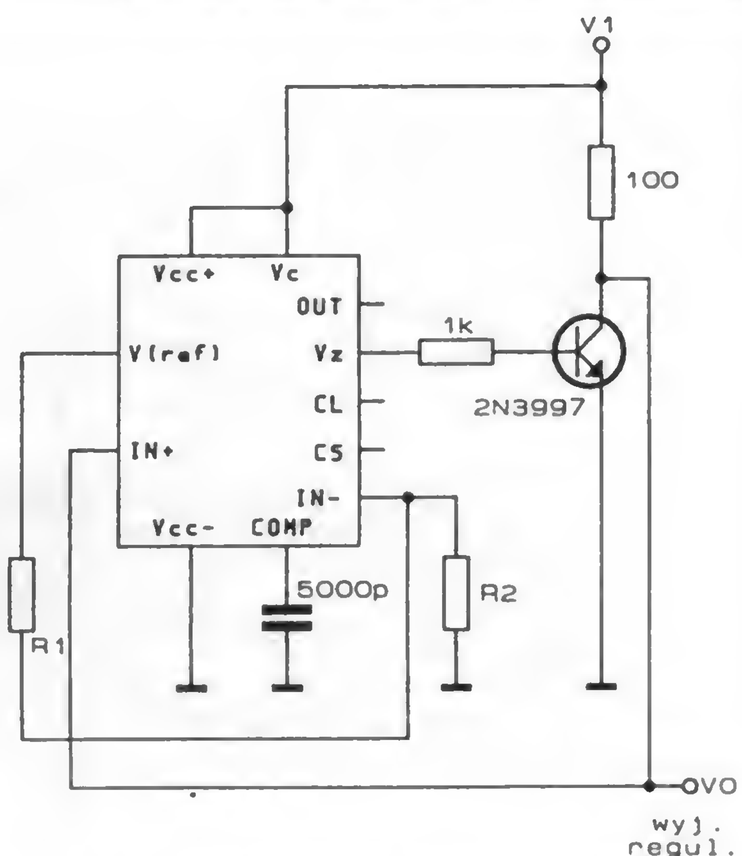
Rys.7 Stabilizator ciągły napięcia dodatniego (wyższego).



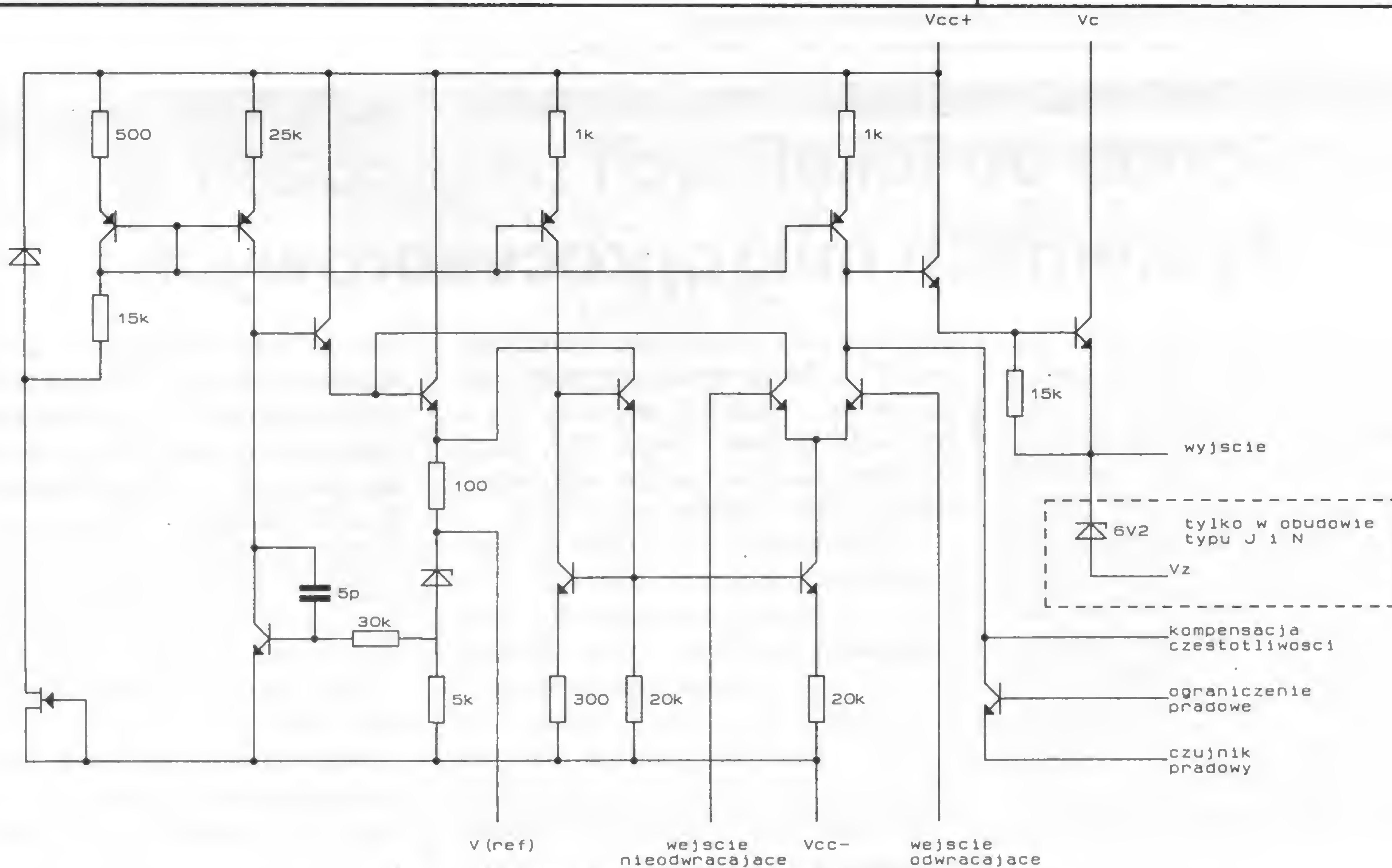
Rys.11 Stabilizator z zewnętrznym sterowaniem oraz ograniczeniem prądowym.
Tranzystor ograniczający prąd może być wykorzystany do sterowania o ile nie jest wymagane ograniczenie prądowe.



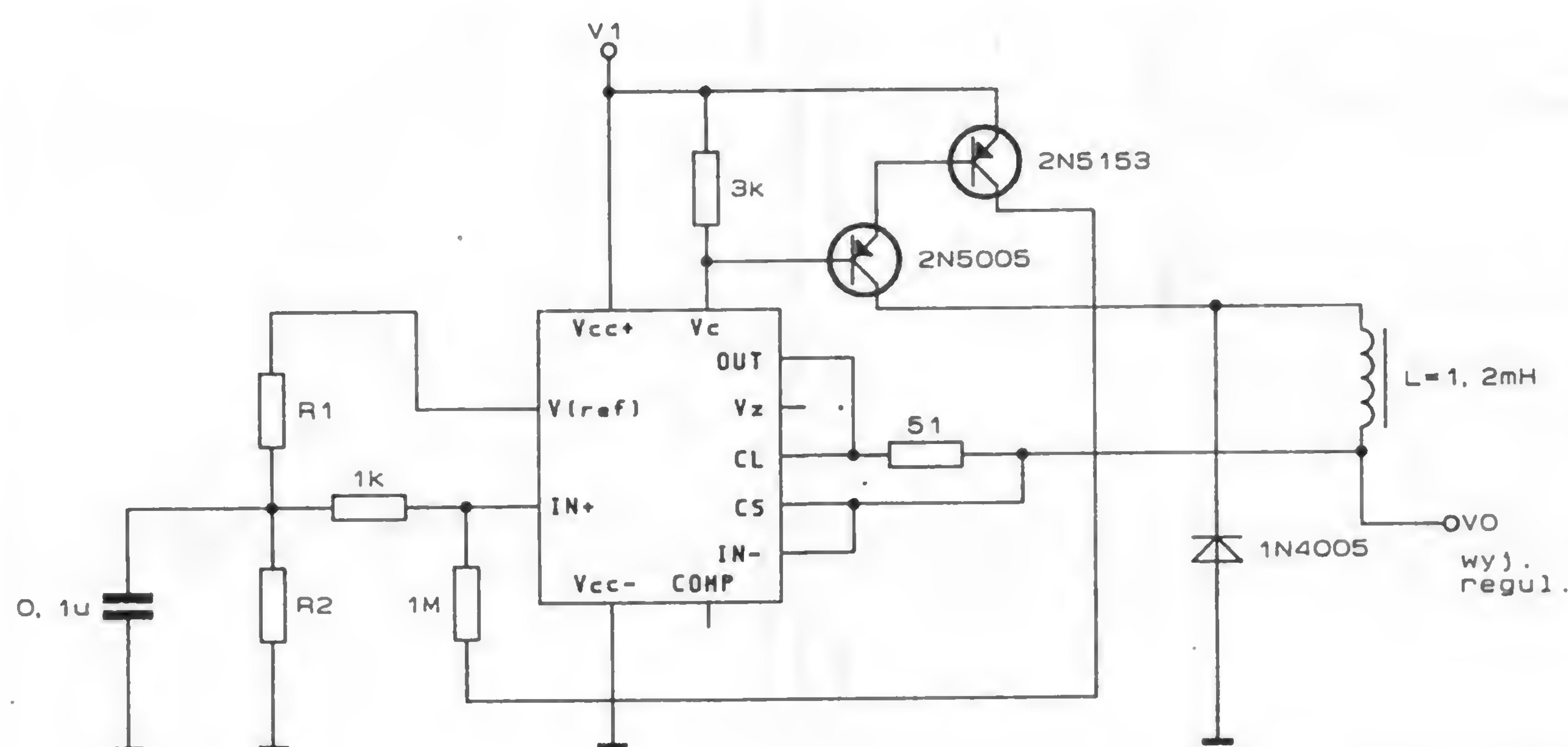
Rys.8 Stabilizator ciągły napięcia ujemnego (wyższego).



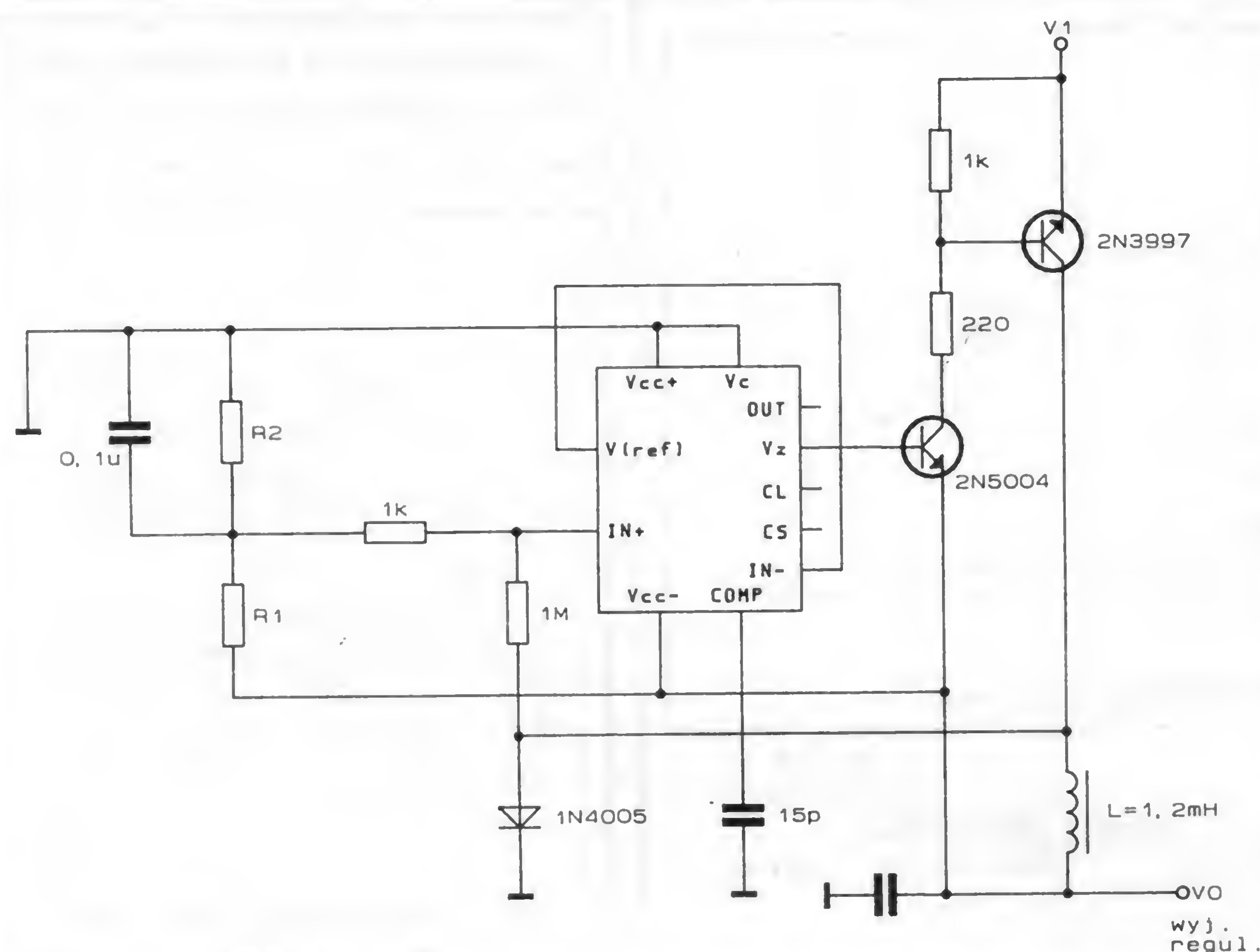
Rys.12 Stabilizator równoległy.



Schemat wewnętrzny układu μA723



Rys.9 Stabilizator impulsowy napięcia dodatniego.



Rys.10 Stabilizator impulsowy napięcia ujemnego

Opracowano na podstawie:
1 Texas Instruments Linear Circuits for Design Enigineers.
2 A. Borkowski - Układy scalone w stabilizatorach napięcia stałego.
3 M. Polowczyk - Elementy i przyrządy półprzewodnikowe powszechnego zastosowania.
4 M. Łakomy, J. Zabrodzki - Liniowe układy scalone w technice cyfrowej.

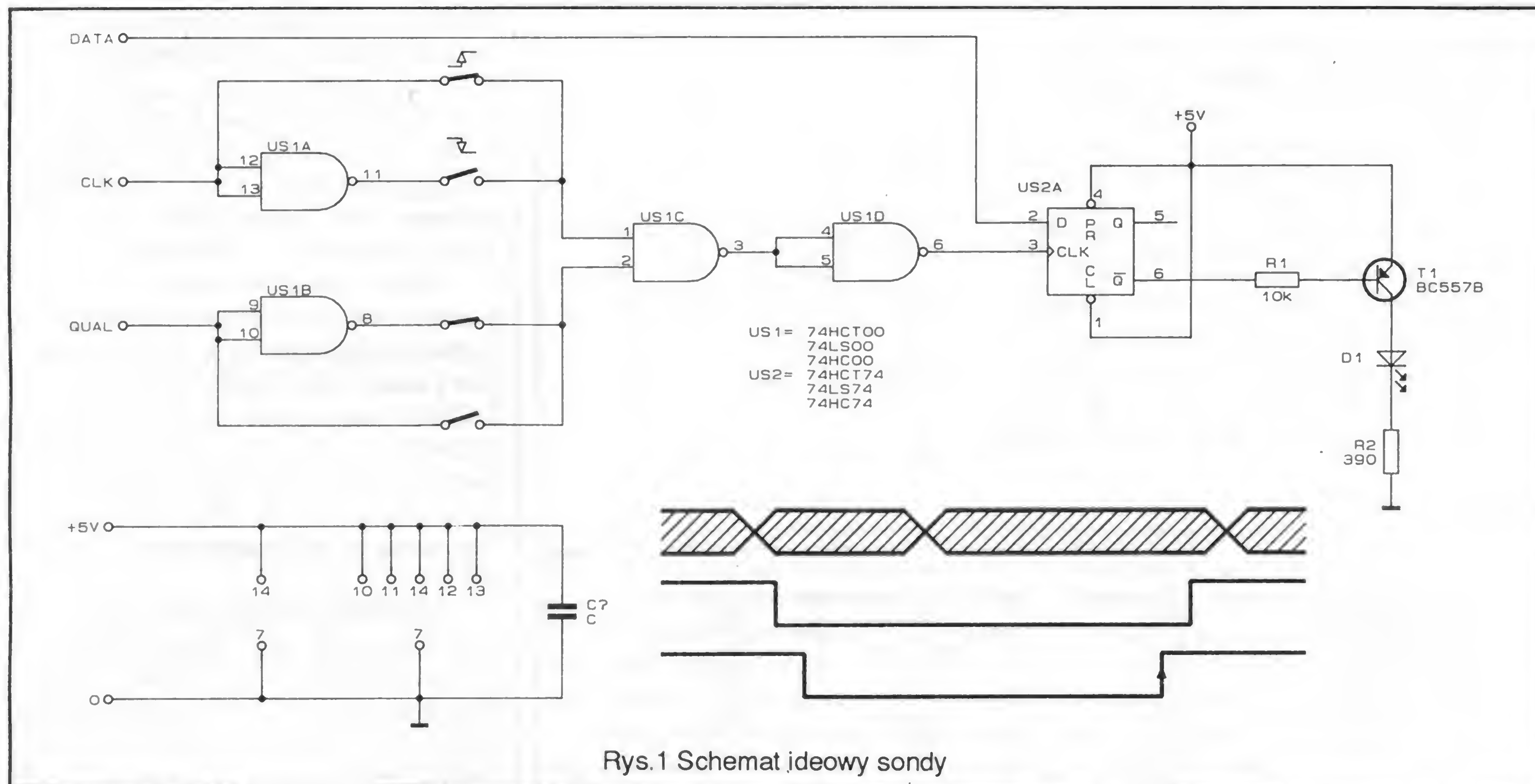
mgr inż. Jolanta Dąbrowska

Sonda do lokalizacji uszkodzeń w systemach mikroprocesorowych

Każdy, kto próbował znajdować uszkodzenia w systemach mikroprocesorowych posługując się zwykłą sondą logiczną przekonał się, że jest ona w takiej sytuacji bezużyteczna. Wynika to stąd, że sygnały na szynach: adresowej, danych i sterowania zmieniają się ciągle i niespodziewanie. W rezultacie nie jest istotny statyczny poziom sygnału, ale jego wartość w danej chwili. Do skutecznego znajdywania uszkodzeń w układach mikroprocesorowych niezbędny jest analizator, który ma możliwość wskazywania stanu kilku sygnałów jednocześnie. Opisany poniżej prosty układ ma takie możliwości. Sonda zawiera multiwibrator monostabilny (FF1). Odczyt wyniku jest prosty i jednoznaczny - dioda D1 świeci lub nie w zależności od stanu układu FF1. Zadaniem jego, z kolei jest jedynie odczyt stanu wejścia w takt impulsów zegarowych.

Sygnał zegara jest kluczem do przeprowadzenia wszystkich pomiarów. Załóżmy, że chcemy stwierdzić czy jakaś część pamięci jest dobra. W tym celu sygnał -CE danego układu należy dołączyć do wejścia QUAL sondy. Przełącznik S4 musi być zamknięty ponieważ -CE jest aktywny w stanie niskim. Sonda będzie mogła czytać dane tylko podczas występowania stanu niskiego na wejściu CE testowanej pamięci. Wejście CLK sondy należy dołączyć do ścieżki, po której do pamięci dostarczany jest sygnał -RD. Odczyt musi być dokonywany synchronicznie z narastającym zboczem sygnału . Dlatego przełącznik S1 musi być zamknięty . Odczyt możemy przeprowadzić np . podczas czytania przez komputer rozkazu " PEEK " (BASIC). Dioda D1 powinna świecić w takt wypływu danych z pamięci RAM.

Możemy mieć wątpliwości czy został dokonany jeden odczyt czy kilka, a pamiętany jest wynik ostatniego. Nie ma proste-

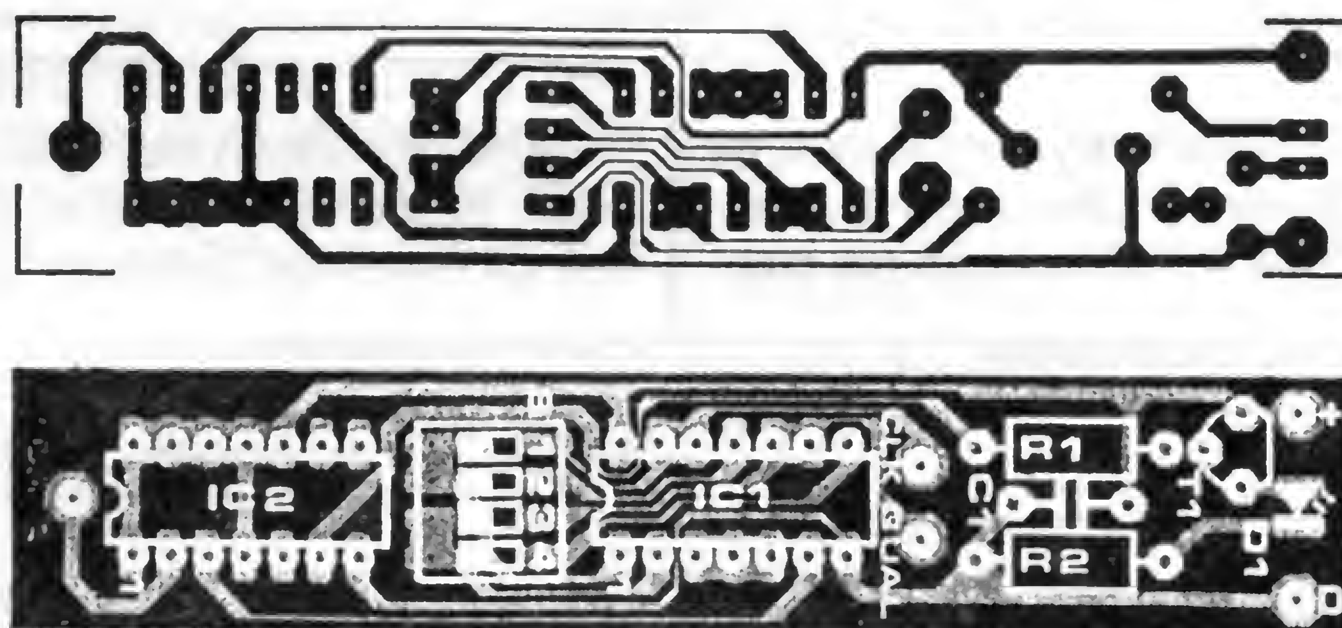


Rys.1 Schemat ideowy sondy

go rozwiązania tego problemu. Jedynie w przypadku, gdy urządzenie nie jest uszkodzone na tyle żeby nie mogło współpracować z monitorem, możemy przy jego pomocy upewnić się, że wykonany został jeden rozkaz w języku maszynowym.

Żeby sonda była mała, przełączniki S1-S4 najlepiej wykonać w postaci DIL . Proszę zwrócić uwagę na to, że jednocześnie mogą być włączone tylko pary: S1 lub S2 i S3 lub S4 .

W układzie można zastosować elementy typu LS, lecz biorąc pod uwagę silne obciążanie układu pomiarowego, lepiej jest użyć elementów z rodziny HCT. Charakteryzują się one zgodnością funkcjonalną i wyprowadzeń z elementami LS.



Rys.2 Płytka drukowana

Maksymalny pobór prądu przez sondę wynosi około 15 [mA], z czego na diodę LED przypada w przybliżeniu 10 [mA], a na układy scalone 5 [mA] (jeśli użyjemy rodziny TTL).

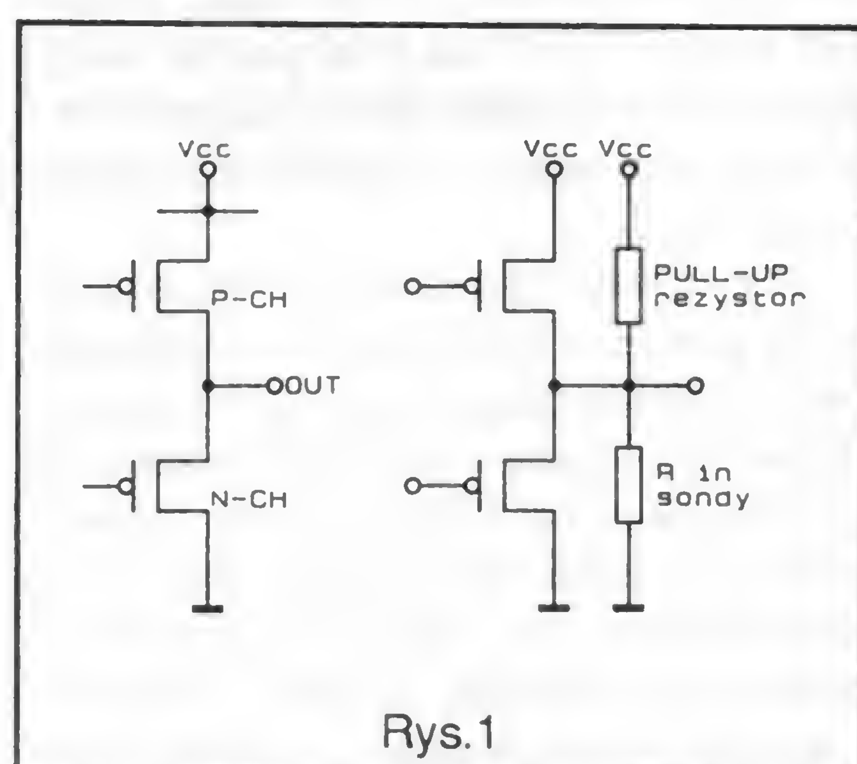
Opracowano na podstawie "Elektor Electronics" July/August 1985 .

mgr inż . Witold Wrotek .

Pomiary w obwodach zawierających układy CMOS.

Dokonując pomiarów w obwodach CMOS, należy stosować odpowiednie do tego celu sondy. Rezystancja i pojemność sondy pomiarowej wpływa na pomiar napięcia jak również na dokładność pomiaru zależności czasowych. Posługując się właściwą techniką pomiaru można te problemy pokonać.

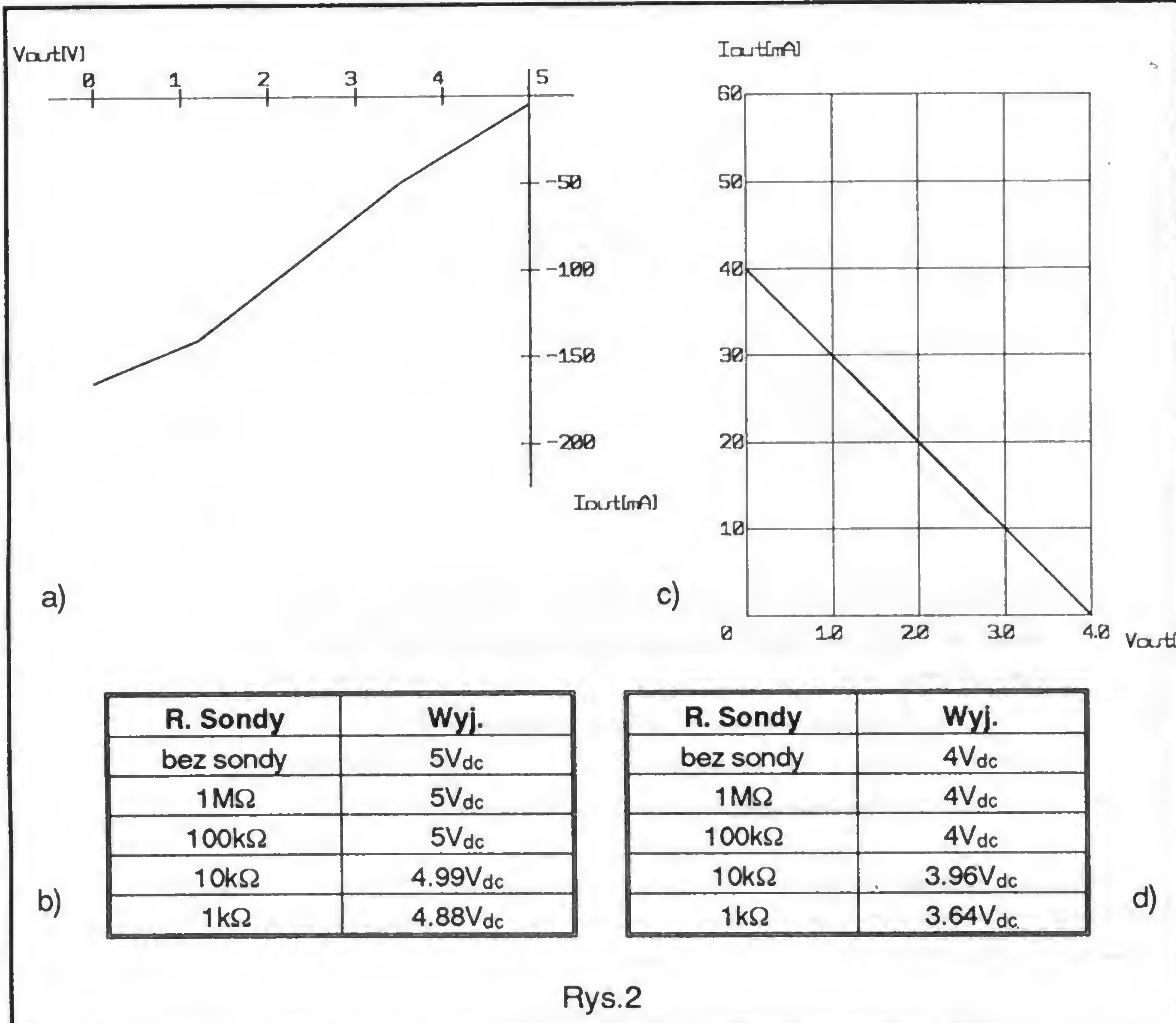
Wyjście dowolnego układu CMOS stanowi jeden albo więcej tranzystorów FET połączonych z dodatnim napięciem zasilającym oraz jeden lub więcej FET-ów połączonych z masą (Rys.1a). W stanie wysokim włączone są tranzystory łączące wyjście bramki z zasilaniem; natomiast w



Rys.1

stanie niskim włączone są tranzystory między wyjściem a masą. Uwzględniając dodatkowo rezystor podciągający (pull-up) oraz rezystancję wejściową sondy, otrzymuje się obwód wyjściowy jak na Rys.1b. Pierwszą rzeczą jaką powinno się wiedzieć jest to, jak zmieni się poziom napięcia stałego w węźle wyjściowym z powodu rezystancji sondy.

W stanie niskim nie płynie żaden prąd przez sondę, ponieważ nie występuje na niej napięcie. Dlatego należy rozważyć tylko stan wysoki. Do przeprowadzenia analizy można wykorzystać przedstawione na rysunku 2 przykładowe wyjściowe charakterystyki napięciowo-prądowe różnych układów CMOS.

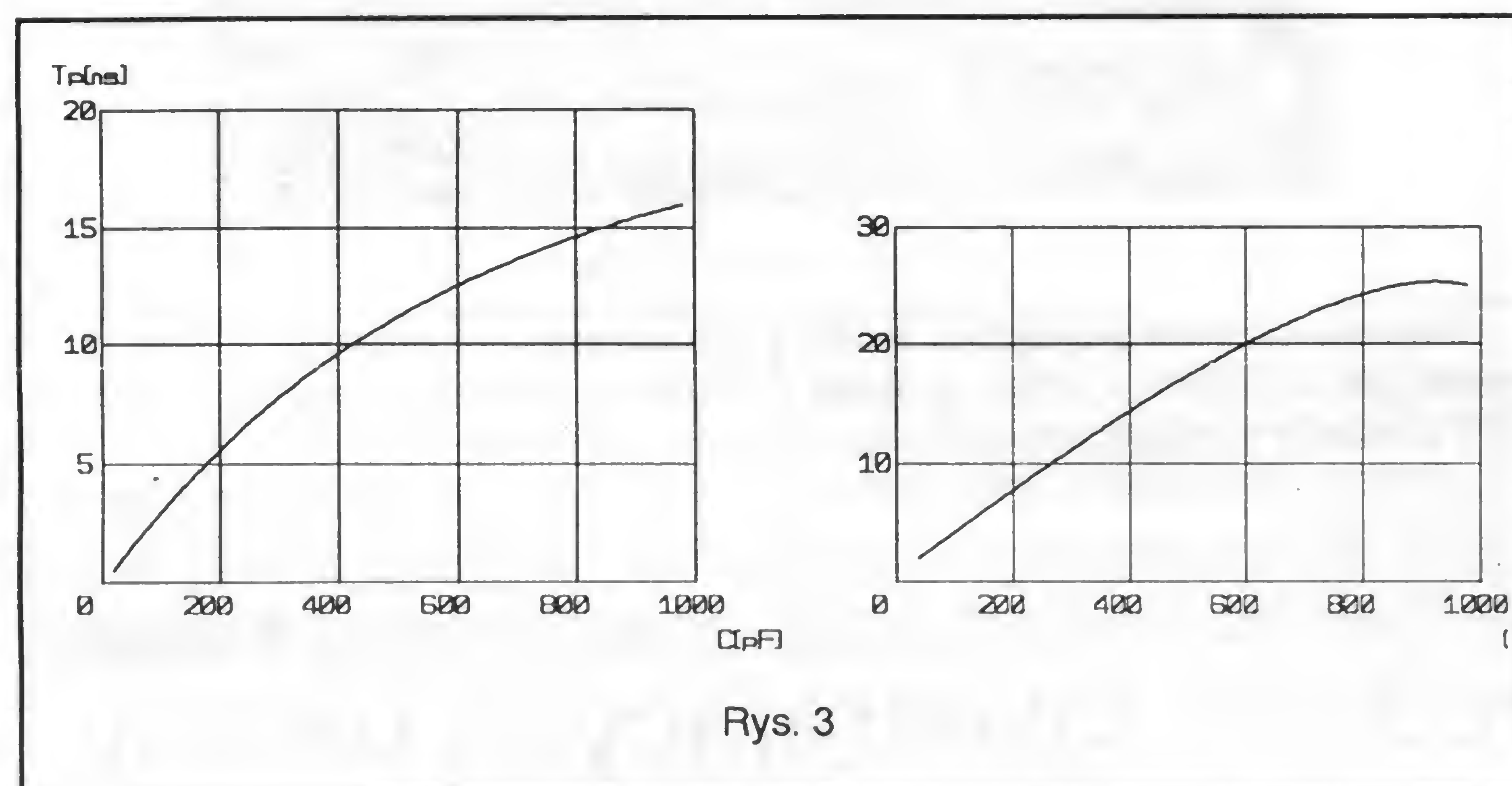


R. Sondy	Wyj.
bez sondy	$5V_{dc}$
1MΩ	$5V_{dc}$
100kΩ	$5V_{dc}$
10kΩ	$4.99V_{dc}$
1kΩ	$4.88V_{dc}$

R. Sondy	Wyj.
bez sondy	$4V_{dc}$
1MΩ	$4V_{dc}$
100kΩ	$4V_{dc}$
10kΩ	$3.96V_{dc}$
1kΩ	$3.64V_{dc}$

Rys.2

Spadek charakterystyki wyjściowej na Rys.2a odpowiada równoważnej rezystancji ok. 25Ω jak długo prąd nie przekracza 100mA. jest to rezystancja włączenia tranzystora znajdującego się między wyjściem bramki a zasilaniem. Jest ona dużo mniejsza niż stosowane wartości rezystorów podciągających, a więc można rozpatrywać obwód złożony tylko z rezystancji włączonego FET-a i sondy pomiarowej. Tabela 2b przedstawia zmianę napięcia wyjściowego w funkcji rezystancji sondy. Sonda 1kΩ reprezentuje sobą obciążenie 5mA. Podobnie ma się rzecz w przypadku układów o stromej charakterystyce wyjściowej (Rys.2c,d). Przykłady te pozwalają wyciągnąć wniosek, że gdy bramka jest w stanie wysokim, obciążający wpływ rezystancji sondy zależy raczej od rezystancji kanału włączonego tranzystora niż od wartości rezystora pociągającego. Właściwe rozumienie charakterystyk U/I umożliwia dobranie odpowiedniej sondy pomiarowej. Ogólnie można stwierdzić, że rezystancja sondy rzędu 100kΩ jest dostateczna dla praktycznie wszystkich typów układów CMOS, a niektóre z nich tolerują nawet obciążenie wnoszone przez 1kΩ.



Rys. 3

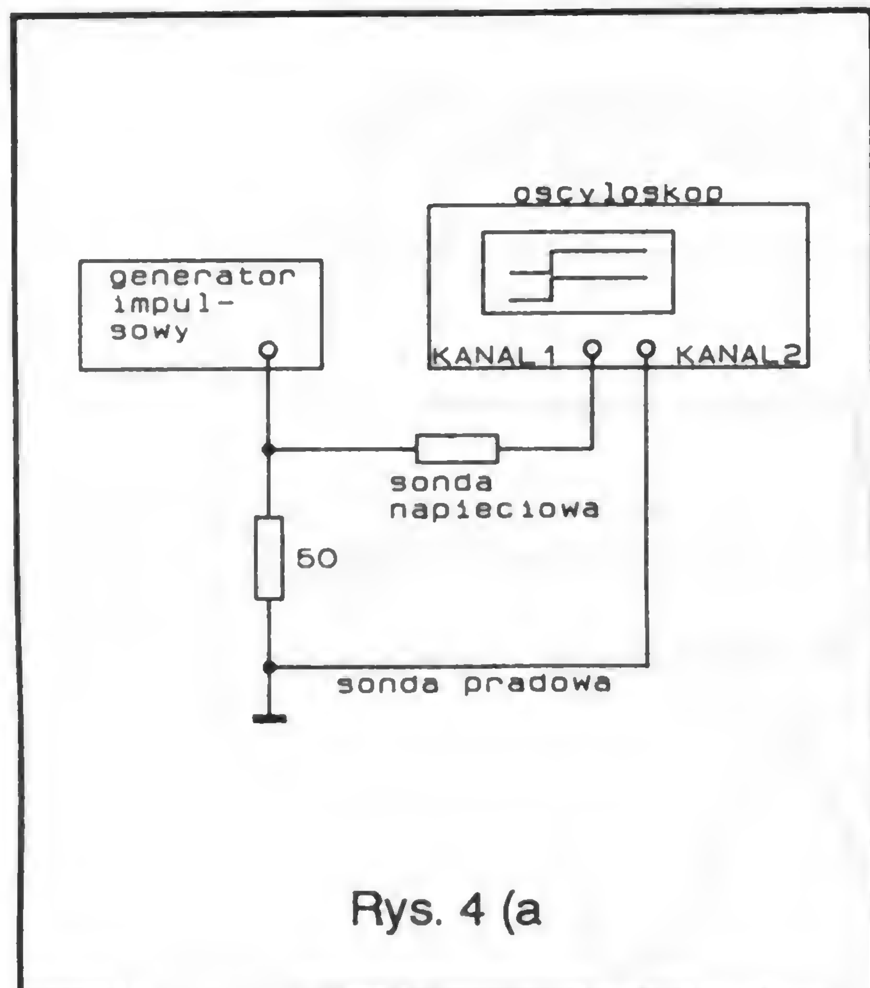
Pojemność sondy wpływa na dokładność pomiaru zależności czasowych. Żeby zmienić poziom napięcia na wyjściu, stopień wyjściowy układu musi zasilić lub pobrać prąd, aby naładować lub rozładować pojemność obciążającą. Stanowi ją pojemność sondy, wejściowa pojemność ewentualnej kolejnej bramki, pasożytnicze pojemności związane z płytką drukowaną. Dane katalogowe podają zwykle informacje o zależności czasu propagacji i czasu przełączania od pojemności obciążenia (przykładowe charakterystyki pokazuje Rys.3). W przypadku szybkich układów CMOS pojemność sondy może być krytyczna. Należy wówczas stosować sondy o najniższych pojemnościach. Najlepszymi pod tym względem są bierne sondy rezystancyjno - dzielące.

Dzielnik rezystancyjny 20:1 sondy podłączonej do oscyloskopu o impedancji wejściowej 50Ω jest widziany przez testowany obwód jako rezystancja 1kΩ. Układy HCMOS są zwykle konstruowane ze względnie niską rezystancją włączenia kanału i mogą dostarczać względnie dużego prądu, a więc 1kΩ sonda będzie wprowadzać minimalne błędy napięciowe.

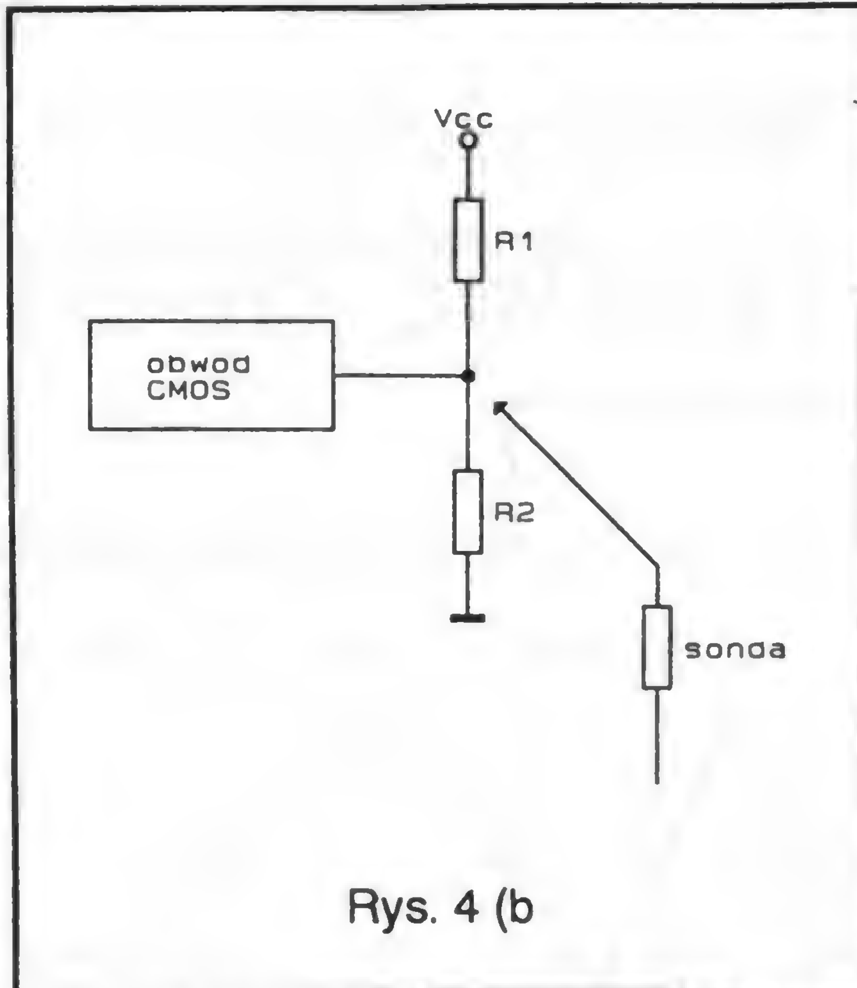
Rezystancja sondy jest praktycznie nieistotna przy dokonywaniu pomiarow stanu wysokiego HI lub niskiego LO. Jednakże w przypadku stanu wysokiej impedancji HI-Z, pomiary mogą być problematyczne (np. pomiar czasu między podaniem sygnału na wejście blokujące, a osiągnięciem stanu HI-Z). Mając podłączone do szyny kilka driverów, z których jakiś próbuje sterować szynę do stanu HI lub LO, podczas gdy powinna być ona w stanie HI-Z, będzie bardzo trudno znaleźć winowajcę.

Impedancja wyjściowa układu w stanie wysokiej impedancji powinna być nieskończona. Można by więc przypuszczać, że do wykrycia tego stanu konieczna jest sonda o bardzo dużej rezystancji lub, że powinna mieć ją przynajmniej kilka razy większą od rezystora podciągającego w danym węźle. Oba przypuszczenia nie są jednak poprawne. Podchodząc do tego problemu należy zastanowić się, co to oznacza stan wysokiej impedancji na wyjściu układu i jak on się zachowa. W stanie tym przez wyjście nie powinien płynąć żaden prąd. Dlatego napięcie na tym wyjściu określone jest przez pozostałe elementy do niego podłączone. Są nimi: pull-up rezystor, wejścia lub aktywne wyjścia innych układów przyłączonych do tego węzła, pojemności ścieżek drukowanych oraz inne elementy tu przyłączone. Gdy wszystkie wyjścia w węźle są w stanie HI-Z, napięcie w węźle zmieni się tylko wtedy, jeśli zmieni się ładunek przyłączonych pojemności. Może tego dokonać tylko prąd źródłowy płynący przez pull-up rezystor. Dlatego szybkość i wielkość zmiany napięcia będzie określona przez stałą czasową węzła, tj. iloczyn pojemności obciążenia i pull-up rezystora. Typowe układy CMOS mają pojemność wejściową 4-10pF.

Ścieżki drukowane dodają kilka pF. Jeżeli do szyny przyłączonych jest kilka układów, całkowita pojemność obciążająca może być rzędu 100pF. W przypadku rezystora podciągającego 10kΩ daje to stałą czasową 1µs. Gdy wyjście układu



Rys. 4 (a



Rys. 4 (b

wchodzi w stan HI-Z, poziom napięcia wyjściowego nie zmieni się znacząco przez setki nanosekund. Oczywiście, jeśli wyjście było wcześniej w stani HI, poziom napięcia nie zmieni się w ogóle, gdyż nie może on być już wyższy. Dlatego pomiar napięcia nie powie nam, czy i jak długo układ jest w stanie wysokiej impedancji, niezależnie od rezystancji sondy. Najlepszym sposobem określenia, czy któryś z układów jest w stanie HI-Z - nie powinien wówczas płynąć żaden prąd przez dane wyjście, jest użycie sondy prądowej i oscyloskopu, których pasmo powinno być 5-10 razy większe niż danego układu. Ponieważ sonda prądowa wprowadza nieznane opóźnienie, należy w pierwszym rzędzie przeprowadzić wyrównanie wskazań kanałów (Rys.4a). Jeśli oscyloskop nie robi tego automatycznie, należy zapisać wielkość przesunięcia między kanałami i uwzględniać je w późniejszych pomiarach. Jeśli nie dysponujemy sondą prądową, można użyć innego sposobu pomiaru czasu niezbędnego do osiągnięcia stanu wysokiej impedancji po aktywacji wejścia blokującego. Do wyjścia badanego układu przyłączamy dzielnik rezystancyjny o względnie małych wartościach (Rys.4b). Rezystancja równolegle połączonych rezystorów dzielnika powinna być mniejsza niż 1/10 rezystancji sondy. Np. dla 100kΩ sondy równoważne rezystancja dzielnika powinna być mniejsza niż 10kΩ, co daje wartość pojedynczego rezystora 20k lub mniejszą. Stosując 1-kΩ sondę z dzielnikiem rezystancyjnym, należy użyć sondę jako jeden z oporników, a jako drugi dać 1kΩ. Pomiar taką sondą, w przypadku stanu wysokiej impedancji na wyjściu, da wynik Vcc/2. W pozostałych stanach wynik będzie zgodny z normalnym stanem HI lub LO.

Używając zwykłej sondy można podłączyć drugi kanał oscyloskopu do wejścia blokującego i zmierzyć opóźnienie między uaktywnieniem tego wejścia, a przejściem do stanu HI-Z.

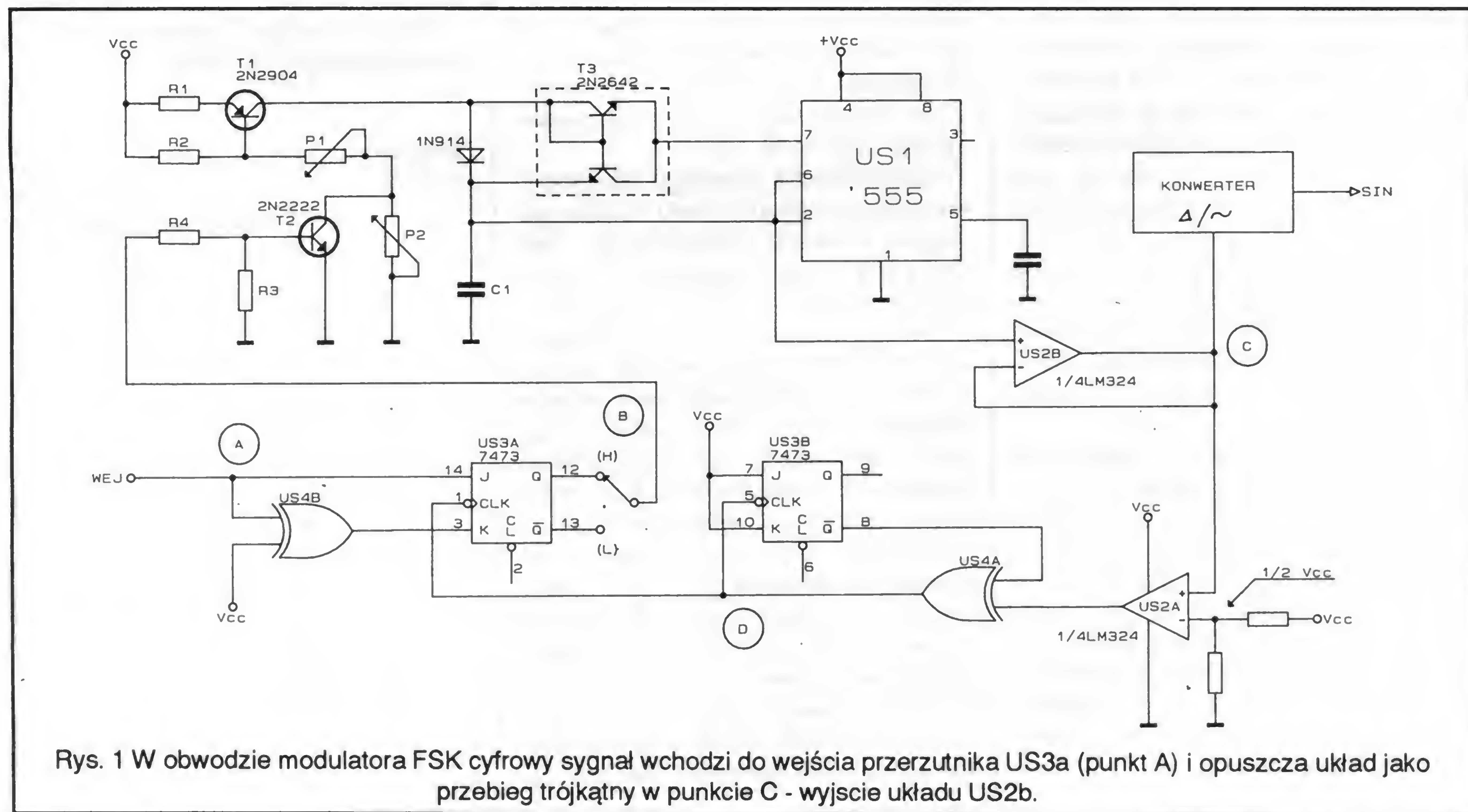
Taki sposób pomiaru nie wskaże wadliwego układu przyłączonego do wspólnej szyny. Do tego celu niezbędna jest jednak sonda prądowa.

Opracowano na podstawie:
Gajewski, Turczyński - Cyfrowe układy scalone CMOS.

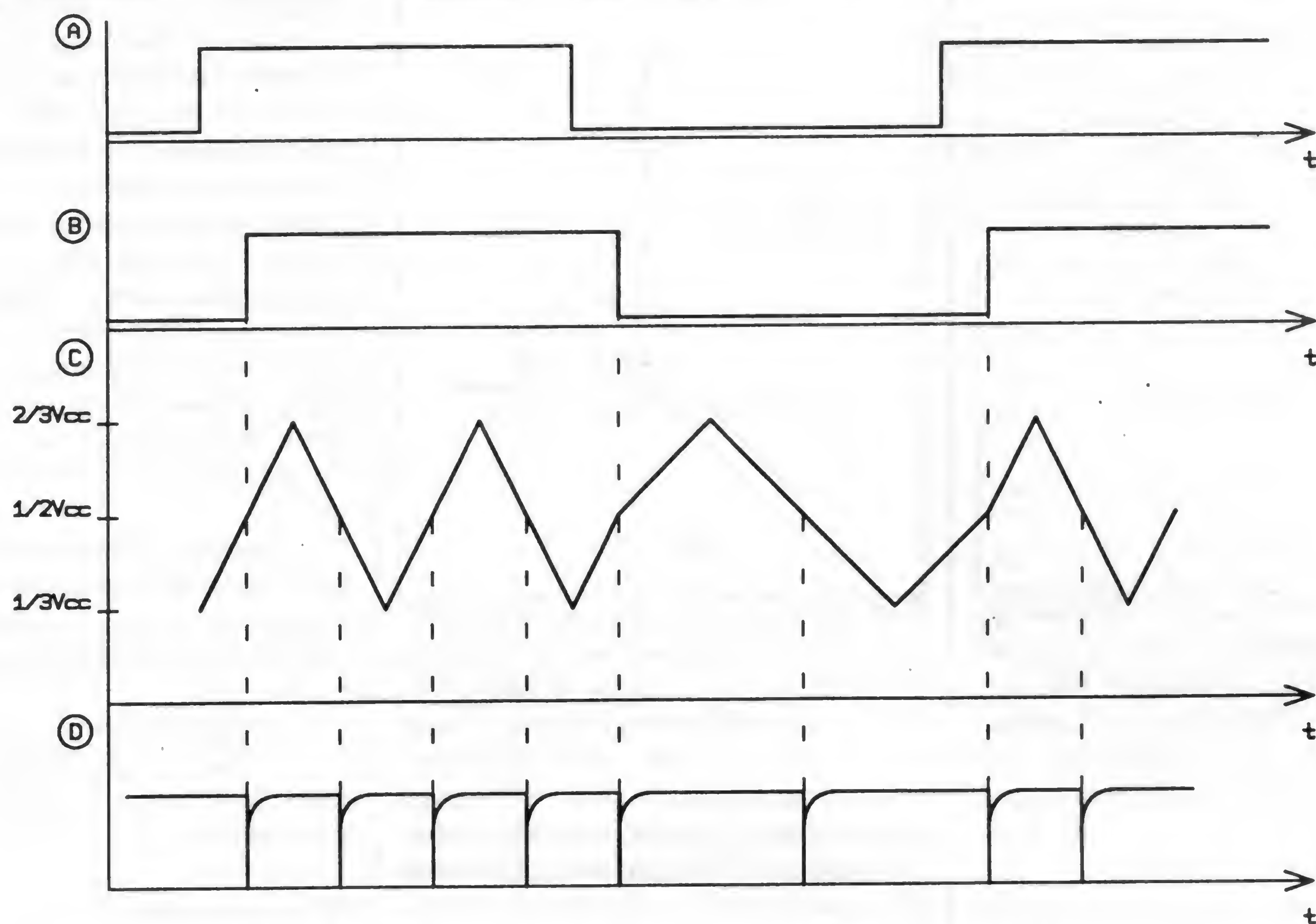
mgr inż. Robert Krzysztofek

Modulacja FSK

Metoda modulacji (kodowania) z przesuwem częstotliwości jest bardzo powszechną formą modulacji przy transmisjach cyfrowych sygnałów np. po liniach telefonicznych. Modulacja FSK (ang. frequency shift keying) polega na kluczowaniu (przełączaniu dwóch różnych częstotliwości w zależności od bitów informacji sygnału cyfrowego. Zmiana częstotliwości



Rys. 1 W obwodzie modulatora FSK cyfrowy sygnał wchodzi do wejścia przerzutnika US3a (punkt A) i opuszcza układ jako przebieg trójkątny w punkcie C - wyjscie układu US2b.



Rys.2 Przebiegi czasowe o wybranych punktach układu z Rys.1.

z jednej na drugą (z f1 na f2 lub z f2 na f1 - zależnie od fazy sygnału) następuje zawsze gdy sygnał modulowany osiąga poziom zera. Ta cecha, nie występująca w większości modulatorów, może być relatywnie niskim kosztem i małą ilością elementów zastosowana w naszym układzie.

Przebieg trójkątny jest generowany w oparciu o układ timera typu '555 oraz kilka tranzystorów, które zapewniają ładowanie i rozładowywanie kondensatora prądem o stałej wartości co zapewnia z kolei otrzymanie przebiegu trójkątnego. W układzie na Rys.1 kondensator C1 jest ładowany stałym prądem "I" poprzez diodę. Następnie po wyzwoleniu timera 555 kondensator C1 jest rozładowywany również prądem "I" (dzięki układowi zwierciadła prądowego T2/T3) przez tranzystor rozładowujący w układzie '555. Amplituda przebiegu trójkątnego zmienia się w granicach 1/3Vcc aż do 2/3Vcc (są to wartości charakterystyczne dla pracy układu '555 - patrz "NE" 5/92 i 6/92 "Wszystko o układach typu 555").

Częstotliwość sygnału trójkątnego jest proporcjonalna do wartości prądu "I". (Zauważ, że dla większego prądu "I" nachylenie krzywej ładowania/rozładowania jest bardziej strome, zatem w krótszym czasie poziom sygnału osiąga swoje graniczne wartości 1/3Vcc lub 2/3Vcc). Zależność pomiędzy częstotliwością generowanego przebiegu trójkątnego, a prądem ładowania/rozładowania określona jest wyrażeniem: $f = I[3/(2C1 \times Vcc)]$

W tym układzie przejście przez zero ma miejsce wówczas, gdy przebieg trójkątny osiąga wartość 1/2Vcc - B/Rys.2. Osiągnięcie przez przebieg trójkątny wartości 1/2Vcc jest wykrywane przez komparator US2a, który w połączeniu z układami US3b i US4a generuje krótki impuls, który jest podawany do wejścia zegarowego układu US3a (Układ przerzutnika "JK" zamieniony w przerzutnik "D"). Sygnał, który istnieje na wejściu D ("A" układu US3a) przenoszony jest na wyjście przerzutnika US3a tylko przy przejściu sygnału przez zero. Dwie częstotliwości f1 i f2 używane do modulacji zależą indywidualnie od stanu na wyjściu Q_A(H) US3a, które reprezentuje logiczne "0" lub "1".

Częstotliwość przebiegu trójkątnego jest proporcjonalna do prądu "I", który jest prądem kolektora tranzystora T1. Jeśli Q_A(H) jest w stanie logicznym "1", wówczas tranzystor T4 jest w nasyceniu i wpływ potencjometru P1 zostanie praktycznie wyeliminowany, ponieważ na kolektorze T4 będzie panowało stałe napięcie nasycenia tranzystora T4. Wobec tego prąd "I" będzie proporcjonalny jedynie do wartości P2. Jeśli natomiast Q_A(H) jest w stanie logicznym "0" wówczas tranzystor T4 jest wyłączony i prąd "I" staje się proporcjonalny do sumy (P1 + P2). Takie sytuacje mają miejsce dla f1>f2. Jeśli jest wymagane, aby f1<f2 wówczas wyjście z US3a należy przełączyć na Q_A(L). W obydwu przypadkach (f1>f2 i f2>f1) należy tak dobrać parametry układu, aby obie częstotliwości miały całkowitą ilość półokresów w czasie trwania pojedynczego bitu modulowanego sygnału cyfrowego.

Ostatecznie, możemy uzyskać sinusoidalny sygnał FSK. Można go uzyskać z przebiegu trójkątnego - wyjście US2b - dzięki użyciu konwertera zamieniającego przebieg trójkątny na sinusoidalny. Podobny efekt można uzyskać podając przebieg trójkątny do wejścia filtru dolnoprzepustowego. Po odfiltrowaniu wyższych składowych otrzymamy sygnał sinusoidalny.

Równie prosty modulator FSK był przedstawiony w "NE" 5/92.

Opracowano na podstawie:
ED 8/90

mgr inż. Aleksander Rode

Katalog tranzystorów b. ZSRR (ciąg dalszy)

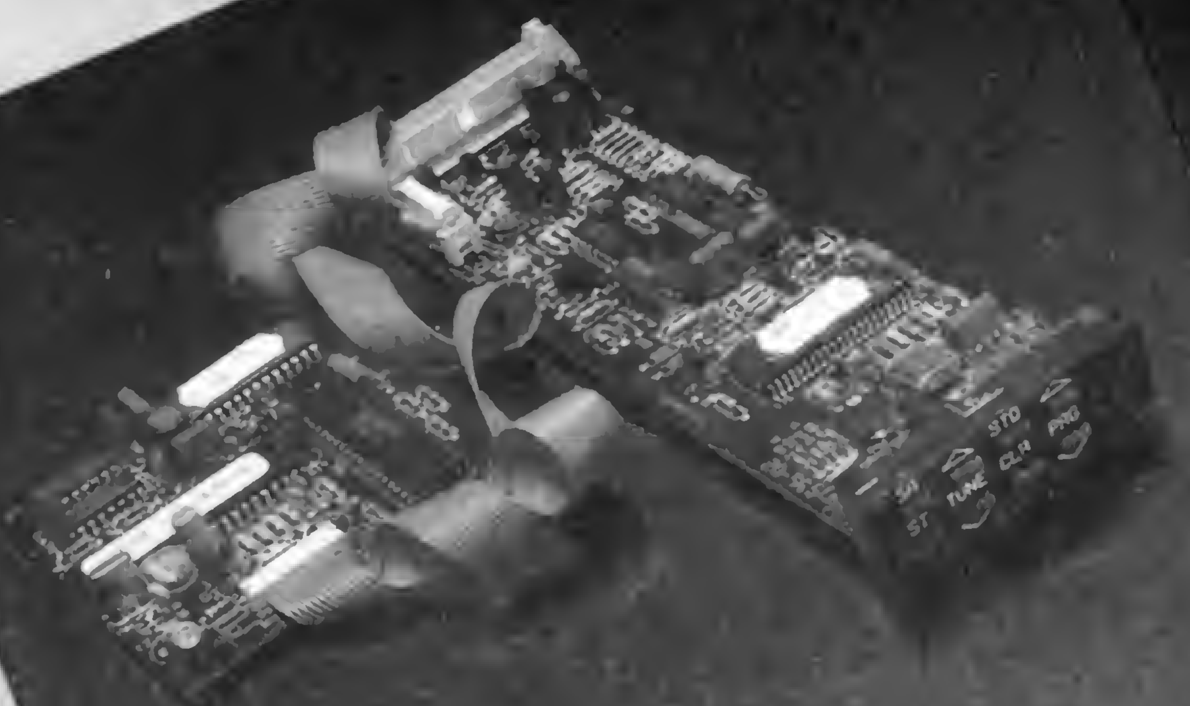
Tranzystory bipolarne
Tabela 1 (c.d.)
Tranzystory P–N–P, małej mocy, niskiej częstotliwości.

TYP	Ic mA	Ucer V	Ucbo V	Uebo V	Pcmax/T mW/C	β	Fgr MHz
МП15А	20	15	15	15	150/50	50-100	2
МП15И	20	15	15	15	150/50	20-80	2
П39	20	15	15	5	150/55	12	0.5
П39Б	20	15	15	10	150/55	20-60	0.5
П40	20	15	15	10	150/55	20-80	1
П41	20	15	15	10	150/55	30-100	1
П41А	20	15	15	10	150/55	50-120	1
МП14А	20	30	30	30	150/50	20-40	1
МП14Б	20	30	30	30	150/50	30-60	1
МП14И	20	30	30	30	150/50	20-80	1
П40А	20	30	30	5	150/50	20-80	-
МП39	30	15	15	10	150/55	12	0.5
МП39Б	30	15	15	10	150/55	20-60	0.5
МП40	30	15	15	10	150/55	20-40	1
МП41	30	15	15	10	150/55	30-60	1
МП41А	30	15	15	10	150/55	50-100	1
ГТ115А	30	-	20	20	50/25	20-80	1
ГТ115В	30	-	20	20	50/25	60-150	1
ГТ115Д	30	-	20	20	50/25	125-250	1
ГТ115Б	30	-	30	20	50/25	20-80	1
ГТ115Г	30	-	30	20	50/25	60-150	1
МП40А	30	30	30	10	150/55	20-40	1
ГТ108А	50	-	5	-	75/20	20-50	0.5
ГТ108Б	50	-	5	-	75/20	35-80	1
ГТ108В	50	-	5	-	75/20	60130	1
ГТ108Г	50	-	5	-	75/20	110-250	1
Т1А	50	7	7	5	100/25	20-50	3
Т1Б	50	7	7	5	100/25	40-150	2
МГТ108А	50	10	7	5	75/25	25-50	-
МГТ108Б	50	10	7	5	75/25	35-80	-
МГТ108В	50	10	7	5	75/25	60130	-
МГТ108Г	50	10	10	5	75/25	110-250	-
МГТ108Д	50	10	10	5	75/25	30-120	-
Т2А	50	15	14	15	100/25	20-50	3
Т2Б	50	15	14	15	100/25	40-150	2
ТМ2А	50	15	15	10	75/25	20-60	3
ТМ2Б	50	15	15	10	75/25	50-150	3
М2А	50	15	15	10	75/25	20-60	3
М2Б	50	15	15	10	75/25	50-150	3
ТМ11А	50	15	15	10	150/60	15-60	0.5
ТМ11Б	50	15	15	10	150/60	30-160	0.5
1Т116А	50	15	-	15	150/35	15-65	1
1Т116Б	50	15	-	15	150/35	15-65	1
1Т116В	50	15	-	15	150/35	2065	1
1Т116Г	50	15	-	15	150/35	15-65	1
Т3А	50	20	14	15	100/25	10-40	1
Т3Б	50	20	14	15	100/25	30-150	1
КТ214Е-1	50	20	25	20	50/25	40	-
ГТ124А	50	20	25	10	75/35	28-56	1

TYP	Ic mA	Ucer V	Ucbo V	Uebo V	Pcmax/T mW/C	β	Fgr MHz
ГТ124Б	50	20	25	10	75/35	45-90	1
ГТ124В	50	20	25	10	75/35	71-162	1
ГТ124Г	50	20	25	10	75/35	120-200	1
КТ214Д-1	50	30	-	7	50/25	80	-
КТ214Г-1	50	40	-	7	50/25	40-120	-
КТ214В-1	50	60	-	7	50/25	40-120	-
КТ214А-1	50	80	-	30	50/25	20	-
КТ214Б-1	50	80	-	7	50/25	30-90	-
ТМ5А	70	15	15	10	75/25	20-50	1
ТМ5Б	70	15	15	10	75/25	35-80	1
ТМ5В	70	15	15	10	75/25	60-130	2
ТМ5Г	70	15	15	10	75/25	110-250	3
ТМ5Д	70	15	25	10	75/25	20-60	1
М5А	70	15	15	10	75/25	20-50	1
М5Б	70	15	15	10	75/25	35-80	1
М5В	70	15	15	10	75/25	60-130	2
М5Г	70	15	15	10	75/25	110-250	3
М5Д	70	15	25	10	75/25	20-60	1
1ТМ115А	100	40	50	50	50/55	20-60	1
1ТМ115Б	100	40	50	50	50/55	50-150	1
1Т115А	100	40	50	50	50/55	20-60	1
1Т115Б	100	40	50	50	50/55	50-150	1
1ТМ115В	100	55	70	50	50/55	20-60	1
1ТМ115Г	100	55	70	50	50/55	50-150	1
1Т115В	100	55	70	50	50/55	20-60	1
1Т115Г	100	55	70	50	50/55	50-150	1
МП42	100	15	15	-	200/45	20-35	1
МП42А	100	15	15	-	200/45	30-50	1
МП42Б	100	15	15	-	200/45	45-100	1
МП16	100	15	15	-	200/45	20-35	1
МП16А	100	15	15	-	200/45	30-50	1
МП16Б	100	15	15	-	200/45	45-100	2
МП16?И	100	15	-	15	150/55	20-70	-
МП16?ИИ	100	15	-	15	150/55	10-70	-
МП20	100	30	50	50	150/25	50-150	1
ГТ125А	100	30	35	20	150/35	28-56	1
ГТ125Б	100	30	35	20	150/35	45-90	1
ГТ125В	100	30	35	20	150/35	71-140	1
ГТ125Г	100	30	35	20	150/35	120-200	1
ГТ125Д	100	30	35	20	150/35	28-56	1
ГТ125Е	100	30	35	20	150/35	45-90	1
ГТ125Ж	100	30	35	20	150/35	71-140	1
МП21	100	35	70	50	150/25	20-60	1
МП21А	100	35	70	50	150/25	50-150	1
МП21Б	100	40	70	50	150/25	20-80	0.465
ГТ125И	100	40	70	20	150/35	28-56	1
ГТ125К	100	40	70	20	150/35	45-90	1
ГТ125Л	100	40	70	20	150/35	71-140	1
МП25	150	40	60	40	200/35	10-25	0.25
МП25А	150	40	60	40	200/35	20-50	0.25
МП25Б	150	40	60	40	200/35	30-80	0.5
МП26	150	70	100	70	200/35	10-25	0.25
МП26А	150	70	100	70	200/35	20-50	0.25
МП26Б	150	70	100	70	200/35	30-80	0.5
ГТ402А	500	25	-	-	300/25	30-80	1
ГТ402Б	500	25	-	-	300/25	60-150	1
ГТ402В	500	40	-	-	300/25	30-80	1
ГТ402Г	500	40	-	-	300/25	60-150	1



proelco











- **zdalne sterowanie z OSD**
- **piloty**
- **dekodery telegazety**
- **dekodery PAL**
- **transkodery SEC/PAL**
- **konwertery fonii 5,5/6,5 MHz i odwrotnie**
- **konwertery UKF zwykłe i w obudowie**
- **produkcja kontraktowa**
  - twój produkt
  - twoje lub nasze opracowanie i konstrukcja
  - kompleksowe zaopatrzenie według życzeń
  - nasze wykonanie
  - niska cena
  - profesjonalna jakość

proelco Zakład Produkcji Urządzeń Elektronicznych
PL 83-000 Pruszcz Gdański ul. Nad Radunią 46 tel/fax (058) 82-27-91 tlx 0512448 pec pl